

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**  
**Katedra elektroniky**

**Modelování a simulace napět'ového střídače  
se sigma-delta modulací**

**Modeling and simulation of voltage inverter  
with sigma-delta modulation**

2017

Bc. Lukáš Kořený

## Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Lukáš Kořený**  
Studijní program: N2649 Elektrotechnika  
Studijní obor: 2612T003 Aplikovaná elektronika  
Téma: **Modelování a simulace napěťového střídače se Sigma-Delta modulací**  
**Modeling and Simulation of Voltage Inverter with Sigma-Delta Modulation**  
Jazyk vypracování: čeština

### Zásady pro vypracování:

1. Proveďte teoretický rozbor a kvalitativní srovnání klasických řídicích metod napěťových střídačů.
2. Vytvořte a popište vhodnou modulační strategii využívající principů Sigma Delta modulace pro zadanou konfiguraci napěťového střídače.
3. V prostředí OrCAD/PSpice nebo Matlab Simulink sestavte a odlaďte podrobné simulační modely zadaných obvodových topologií.
4. Na základě získaných dat proveďte kvalitativní srovnání realizované modulační strategie s klasickými metodami (spínací ztráty, celkové harmonické zkreslení, výpočetní náročnost).

### Seznam doporučené odborné literatury:

1. A. Hirota, B. Saha, S. P. Mun and M. Nakaoka, "An Advanced Simple Configuration Delta-Sigma Modulation Three-Phase Inverter Implementing Space Voltage Vector Approach," 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Orlando, FL, 2007, pp. 453-457.
2. M. Mohapatra, B. C. Babu and A. K. Panda, "Novel delta-sigma modulator for dc-ac converter applications-an experimental evaluation," Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011), International Conference on, Chennai, 2011, pp. 247-253.
3. <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/25101-implimentation-of-delta-sigma-modulator-simulink>

Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího diplomové práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Aleš Havel, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry

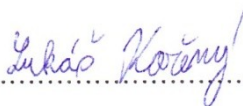


prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 28. 4. 2017



.....

Podpis autora

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Aleši Havlovi, Ph.D. za odborné rady a metodické vedení práce.

## **Abstrakt**

Cílem diplomové práce je vytvořit modulační strategii využívající principu sigma-delta modulace. V úvodních teoretických pasážích práce jsou popsány principy a vlastnosti vybraných standardních metod řízení napět'ových střídačů. Následně je detailně prozkoumán princip sigma-delta modulace. V simulační části práce je sestaven simulační model využívající sigma-delta modulace pro zadanou konfiguraci napět'ového střídače. V závěru práce jsou získaná data ze simulací srovnána s klasickými metodami řízení napět'ových střídačů.

## **Klíčová slova**

Sigma-delta modulace, sigma-delta modulátor, napět'ový střídač, metody řízení napět'ových střídačů

## **Abstract**

The aim of this master thesis is to create a modulation strategy using principles of sigma-delta modulation. In the theoretical part of the thesis are described principles and characteristics of chosen standard control methods of voltage inverters. Subsequently, there is in detail examined principle of sigma-delta modulation. In the simulation part of the thesis is assembled simulation model with specified configuration of voltage inverter which uses sigma-delta modulation. At the conclusion a comparison of data obtained from simulation with standard control methods of voltage inverters is performed.

## **Keywords**

Sigma-delta modulation, sigma-delta modulator, voltage inverter, control methods of voltage inverters

## Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratk .....	6
1 Úvod .....	7
2 Trojfázový napěťový střídač .....	8
2.1 Vztahy mezi napětími trojfázového střídače .....	8
3 Metody řízení výstupního napětí trojfázového střídače .....	9
3.1 Obdélníkové šířkové řízení .....	10
3.1.1 Vliv spínání zpětných diod .....	12
3.2 Šířkově-pulzní modulace .....	13
3.2.1 Komparační šířkově-pulzní modulace .....	13
3.2.2 Komparační šířkově-pulzní modulace s přidáním třetí harmonické .....	15
3.2.3 Vektorová šířkově-pulzní modulace .....	15
3.3 Impulzové modulace .....	18
4 Sigma-delta ( $\Sigma\Delta$ ) modulace .....	19
4.1 Sigma-delta modulátor 1. řádu .....	19
4.2 Sigma-delta modulátor 2. řádu .....	23
4.3 Alternativní struktury modulátorů 2. řádu .....	24
4.3.1 Struktura Boser-Wooley .....	24
4.3.2 Struktura Silva-Steensgaard .....	24
4.3.3 Struktura error-feedback .....	25
5 Simulační část .....	27
5.1 Simulační model .....	27
5.1.1 Nastavení simulace .....	27
5.2 Napěťový střídač se $\Sigma\Delta$ modulátorem 1. řádu .....	28
5.3 Napěťový střídač se $\Sigma\Delta$ modulátorem 2. řádu .....	31
5.4 Určení celkového harmonického zkreslení .....	31
5.5 Určení ztrátového výkonu a účinnosti měniče .....	36
5.5.1 Teoretický předpoklad .....	37
5.5.2 Vypočtené výsledky .....	37
6 Závěr .....	41
Použitá literatura a zdroje .....	42
Seznam příloh .....	43
Příloha A: .....	44
Příloha B: .....	45

## Seznam použitých symbolů a zkratek

Značka	Popis	Jednotka
<b>Seznam fyzikálních veličin a symbolů</b>		
A	Amplituda vstupního sinusového signálu	[V]
a	Poměr amplitudy třetí a základní harmonické ref. napětí	[-]
c	Koeficient úpravy pro potlačení napěťových špiček	[-]
$E_{COND}$	Ztrátová energie vedením	[J]
$E_{SW}$	Ztrátová energie spínáním	[J]
$f_m$	Frekvence, resp. frekvenční pásmo vstupního signálu	[Hz]
$f_{out}$	Výstupní kmitočet střídače	[Hz]
$f_{ref}$	Frekvence sinusového modulačního signálu	[Hz]
$f_S$	Spínací frekvence tranzistorů	[Hz]
$f_T$	Frekvence nosného trojúhelníkového signálu	[Hz]
$f_{vz}$	Vzorkovací frekvence sigma-delta modulátoru	[Hz]
$I_C$	Proud kolektoru tranzistoru	[A]
$I_{Z RMS}$	Efektivní hodnota fázového proudu zátěže	[A]
M	Řád modulátoru	[-]
m	Modulační index, resp. poměr	[-]
N	Počet bitů modulátoru	[-]
n	Počet bitů A/D převodníku	[-]
$N_E$	Efektivní rozlišení modulátoru	[-]
$N_{SW}$	Počet sepnutí spínače za jednu periodu	[-]
P	Výkon měniče	[W]
$P_{tot}$	Celkový ztrátový výkon	[W]
$r_{CE}$	Odpor tranzistoru v sepnutém stavu	[ $\Omega$ ]
$t_{COND}$	Doba vedení (sepnutí) tranzistoru	[s]
$t_{off}$	Doba vypnutí tranzistoru	[s]
$t_{on}$	Doba zapnutí tranzistoru	[s]
$U_{(1)}$	Amplituda první harmonické fázového napětí	[V]
$U_{CE}$	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru	[V]
$U_{CE0}$	Úbytek napětí v sepnutém stavu	[V]
$U_f$	Fázové napětí na zátěži	[V]
$U_{Mref}$	Amplituda modulačního sinusového signálu	[V]
$U_T$	Nosný trojúhelníkový signál	[V]
$U_{sin(ef)}$	Efektivní hodnota vstupního sinusového signálu	[V]
$U_{noise(ef)}$	Efektivní hodnota kvantovacího šumu	[V]
$U_{S(1)}$	Amplituda první harmonické sdruženého napětí	[V]
$U_{Z RMS}$	Efektivní hodnota sdruženého napětí na zátěži	[V]
$u_{10}, u_{20}, u_{30}$	Fázová napětí střídače	[V]
$u_{Z1}, u_{Z2}, u_{Z3}$	Fázová napětí na zátěži	[V]
$u_{Z12}, u_{Z23}, u_{Z31}$	Sdružená napětí střídače	[V]
$\vec{u}^*$	Žádaný vektor napětí	[V]
$\eta$	Účinnost	[%]
$\psi$	Programový interval sepnutí střídače	[°]
$\psi_D$	Intervaly sepnutí zpětných diod	[°]
$\psi_S$	Intervaly sepnutí spínačů	[°]
<b>Seznam zkratek</b>		
OSR	Koeficient převzorkování	[-]
PWM	Šířkově-pulzní modulace	[-]
SDM	Sigma-delta modulace	[-]
SNR	Odstup signálu od šumu	[dB]
THD	Celkové harmonické zkreslení	[%]

# 1 Úvod

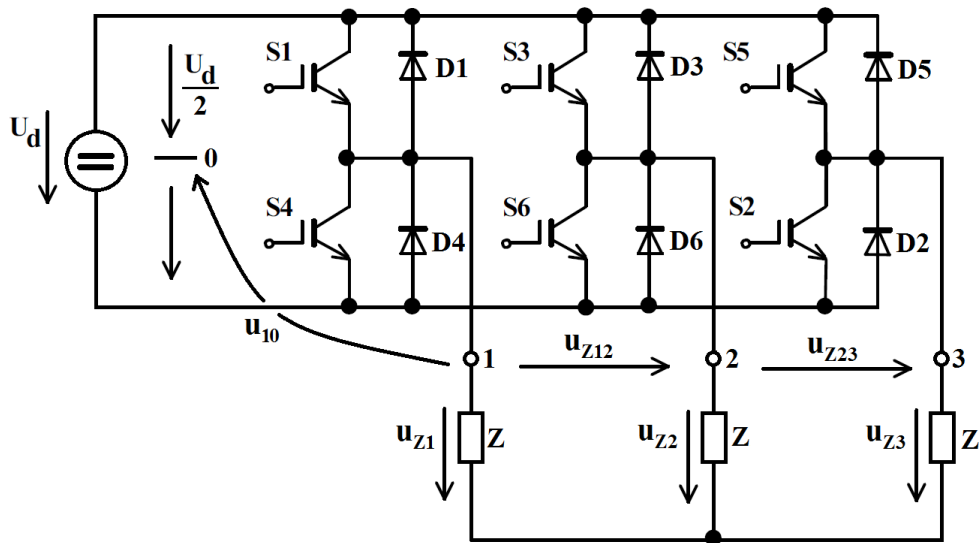
Rychlý rozvoj polovodičové techniky v nedávné době přispěl ke vzniku měničů kmitočtu. Použití měničů kmitočtu pro napájení střídavých motorů, jejichž hlavní doménou je vysoká spolehlivost, konstrukční jednoduchost a nenáročnost na údržbu, způsobilo významnou změnu v jejich použití. Střídavé pohony, v současnosti považovány za nejperspektivnější typ elektrických pohonů se rozšířily v aplikacích vyžadující plynulé řízení otáček. Jsou vyráběny v širokém spektru rozměrů a výkonů.

Nejpoužívanější měnič pro napájení střídavých motorů je nepřímý měnič kmitočtu s napětovým meziobvodem, jehož základem je střídač realizovaný z IGBT či MOSFET tranzistorů, popřípadě GTO tyristorů. Existují různé řídicí metody napětových střídačů. Tyto metody přímo ovlivňují kvalitativní vlastnosti měniče a celého regulovaného pohonu. Základními požadavky jsou například minimalizace spínacích ztrát, vyšších harmonických napětí a proudů a omezení elektromagnetické interference. Nejvíce rozšířenou metodou řízení napětových střídačů je v současné době šířkově-pulzní modulace (PWM).

Sigma-delta modulace je rozšířena v A/D převodnících. Tyto převodníky vynikají díky jejich přesnosti a vysokému rozlišení. Lze je použít pro zpracování signálů přímo z čidel, bez předešlé úpravy signálu (termočlánky, odporová teplotní čidla, tenzometry apod.). Dále nachází uplatnění v audio a video technice. Na druhou stranu je sigma-delta modulace relativně nové téma ve spojitosti s řízením výkonových měničů. V následujících kapitolách budou podrobně popsány vybrané metody řízení napětových střídačů. Budou sestaveny simulační modely obvodových topologií s napětovým střídačem a sigma-delta modulací a získané výsledky následně porovnány se standardními metodami řízení.

## 2 Trojfázový napětový střídač

Trojfázový napětový střídač (viz obr. 2.1) je napájen ze zdroje stejnosměrného napětí  $U_d$ . Skládá se z šesti vypínatelných součástek S1 až S6, v tomto případě tranzistory IGBT. K tranzistorům jsou antiparalelně připojeny zpětné diody D1 až D6. Zátěž může být zapojena do hvězdy nebo do trojúhelníka. V praktické realizaci je zdroj stejnosměrného napětí tvořen neřízeným usměrňovačem napájeným ze střídavé sítě. Jedná se poté o nepřímý měnič kmitočtu s napětovým střídačem. Usměrněné napětí je vyfiltrováno kondenzátorem ve stejnosměrném meziobvodu. Zátěž je nejčastěji tvořena trojfázovým motorem.



Obr. 2.1 Trojfázový napětový střídač v můstkovém zapojení

### 2.1 Vztahy mezi napětími trojfázového střídače

V závislosti na stavu sepnutí součástek je možno stanovit napětí výstupních vývodů (svorek) střídače 1,2,3 vzhledem k pomyslnému střednímu vývodu 0 stejnosměrného zdroje, tj. fázová napětí střídače  $u_{10}$ ,  $u_{20}$ ,  $u_{30}$ . Tato napětí nejsou shodná s fázovými napětími zátěže.

Ze schématu na obr. 2.1 lze odvodit, že je-li například střídavý vývod 1 připojen sepnutou součástkou (např. S1 nebo D1) ke kladnému pólu zdroje  $U_d$ , bude napětí tohoto střídavého vývodu  $u_{10} = U_d/2$ . Je-li tento vývod připojen sepnutou součástkou (např. S4 nebo D4) k zápornému pólu zdroje, bude napětí střídavého vývodu  $u_{10} = -U_d/2$ . Jestliže není střídavý vývod připojen ani k jednomu pólu zdroje  $U_d$ , je napětí nulové. Pro ostatní vývody platí analogie s vývodem 1. [1]

Pro sdružená napětí střídače platí:

$$u_{z12} = u_{10} - u_{20} \quad (2.1)$$

$$u_{z23} = u_{20} - u_{30} \quad (2.2)$$

$$u_{z31} = u_{30} - u_{10} \quad (2.3)$$



Je-li zátěž zapojená do trojúhelníka, jsou sdružená napětí střídače totožná s fázovými napětími zátěže. Je-li zátěž zapojená do hvězdy, platí mezi sdruženými a fázovými napětími zátěže tyto vztahy:

$$u_{z12} = u_{z1} - u_{z2} \quad (2.4)$$

$$u_{z23} = u_{z2} - u_{z3} \quad (2.5)$$

$$u_{z31} = u_{z3} - u_{z1} \quad (2.6)$$

Pro fázová napětí na zátěži platí vztah:

$$u_{z1} + u_{z2} + u_{z3} = 0 \quad (2.7)$$

S využitím této rovnice a libovolných dvou rovnic ze soustavy (2.4) až (2.6) lze pro fázová napětí na zátěži získat vztahy:

$$u_{z1} = \frac{1}{3}(u_{z12} - u_{z31}) \quad (2.8)$$

$$u_{z2} = \frac{1}{3}(u_{z23} - u_{z12}) \quad (2.9)$$

$$u_{z3} = \frac{1}{3}(u_{z31} - u_{z23}) \quad (2.10)$$

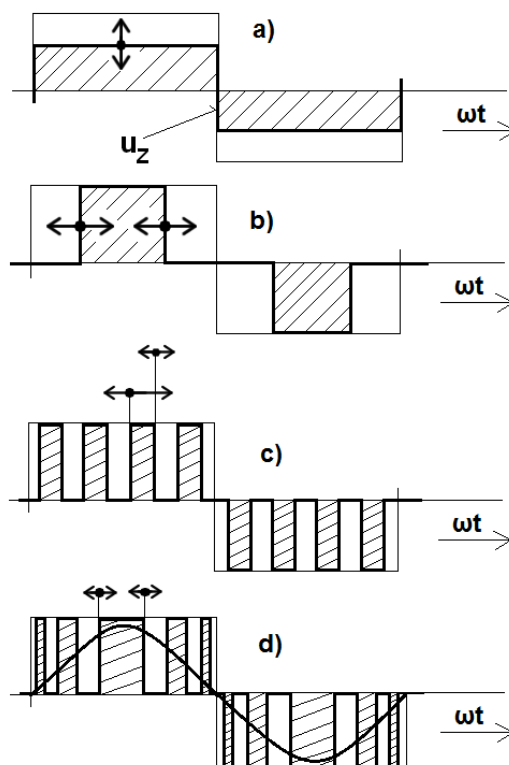
### 3 Metody řízení výstupního napětí trojfázového střídače

V mnoha aplikacích je nutno řídit kromě výstupního kmitočtu střídače také výstupní napětí, například když je střídač použit k řízení rychlosti střídavého motoru. Velikost výstupního napětí je možné měnit změnou stejnosměrného napětí v meziobvodu  $U_d$ . Tento způsob ale vyžaduje řízený usměrňovač na vstupu střídače se známými negativními vlivy na napájecí síť. Častěji se proto používají měniče s konstantním napětím v meziobvodu. [2]

Rozeznáváme několik základních způsobů řízení výstupního napětí [1], které jsou znázorněny na obr. 3.1:

- a) obdélníkové amplitudové
- b) obdélníkové šířkové
- c) šířkové pulzní
- d) šířkové pulzně modulované (PWM)
- e) jiné metody

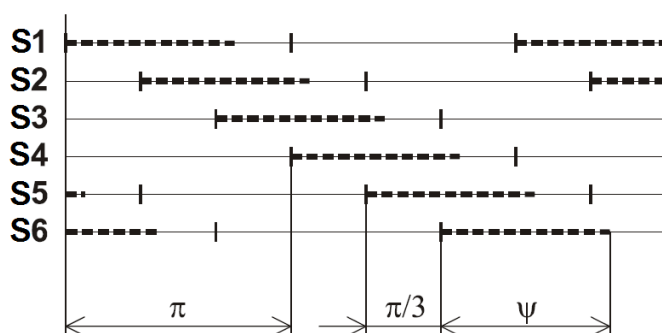
V současné době dominuje těmto metodám šířkově-pulzní modulace (PWM). Obdélníkové šířkové řízení se využívá v méně náročných aplikacích, kde není požadováno řízení výstupního napětí střídače. Šířkové pulzní řízení tvořilo vývojový stupeň mezi obdélníkovým a PWM řízením, dnes se prakticky nepoužívá. Mezi jiné metody lze zařadit impulzové modulace, do kterých patří například modulace sigma-delta, o které pojednává tato práce. V následujícím textu budou podrobně popsány metody b) a d), přičemž modulaci sigma-delta bude věnována vlastní kapitola.



Obr. 3.1 Způsoby řízení výstupního napětí [1]

### 3.1 Obdélníkové šířkové řízení

Princip funkce obdélníkového šířkového řízení lze snadno vysvětlit na spínacím diagramu (obr. 3.2), zobrazující úhly sepnutí  $\psi$  jednotlivých tranzistorů. Úhly sepnutí jsou intervaly, během kterých jsou na jednotlivé tranzistory přiváděny zapínací impulzy.



Obr. 3.2 Úhly sepnutí trojfázového střídače [1]

Aby se obvodem střídače mohl uzavírat proud, musí být současně sepnut alespoň jeden spínač z katodové skupiny (S1, S3, S5) a jeden spínač z anodové skupiny (S4, S6, S2). Je nepřipustné sepnout v jednom okamžiku dva spínače stejné fáze (S1,S4 nebo S3,S6 či S5,S2), neboť by došlo ke zkratu stejnosměrného zdroje. Z tohoto důvodu je mezi přepnutími výše jmenovaných dvojic vložena tzv. ochranná doba (v anglické literatuře dead time), která zabraňuje zkratu.

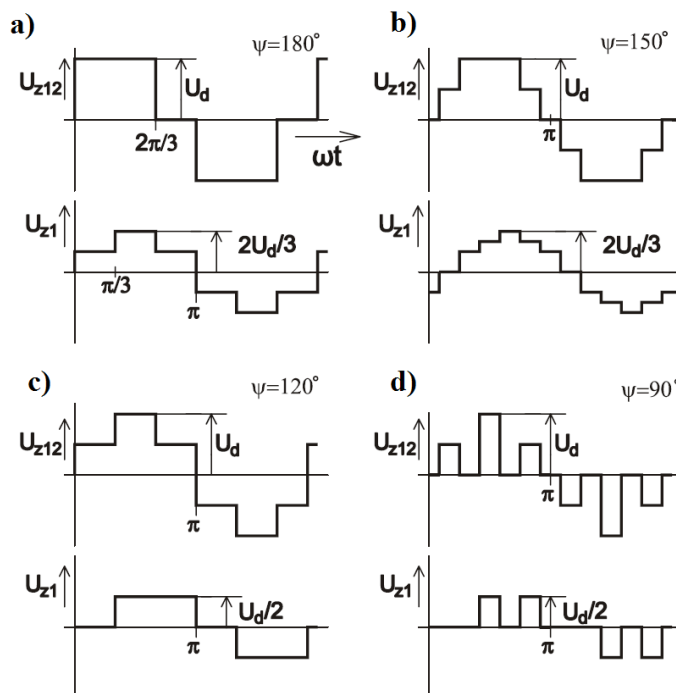
Ochranná doba musí být respektována řízením. Pro dosažení symetrické trojfázové soustavy je nutno spínače S1 až S6 zapínat se vzájemným fázovým posunem  $\pi/3$ . Úhly sepnutí  $\psi$  jednotlivých tranzistorů jsou vyznačeny na obr. 3.2 tečkovaně. Po tuto dobu by vedly spínače při odporové zátěži. Při napájení obecné zátěže však bude skutečný úhel vedení součástek záviset na velikosti indukčnosti zátěže. Velikost  $\psi$  se může v určitém rozmezí měnit, ale musí být vždy u všech součástek stejná.

Regulační rozsah úhlu sepnutí trojfázového střídače je:

$$\frac{\pi}{3} < \psi < \pi \quad (3.1)$$

Pokud budou hodnoty úhlu sepnutí  $\psi$  menší než  $\pi/3$ , bude sepnut pouze jeden tranzistor a proud se nemůže v obvodu uzavřít. V případě, že bude úhel sepnutí  $\psi > \pi$  nastává situace, kdy dojde k překrývání úhlů sepnutí součástek jedné fáze a dochází ke zkratu stejnosměrného zdroje. Při úhlu sepnutí  $\pi/3$  je výstupní napětí střídače nulové. Se zvyšujícím se úhlem sepnutí jeho výstupní napětí roste, až do maximální hodnoty při úhlu sepnutí  $\psi = \pi$ .

Průběhy výstupních napětí střídače na odporové zátěži jsou zobrazeny na obr. 3.3 pro několik úhlů sepnutí  $\psi$ , kde  $U_{z12}$  je sdružené napětí a  $U_{z1}$  fázové napětí.



Obr. 3.3 Průběhy výstupního napětí střídače na odporové zátěži obdélníkového širkového řízení a)  $\psi=180^\circ$ , b)  $\psi=150^\circ$ , c)  $\psi=120^\circ$ , d)  $\psi=90^\circ$  [1]

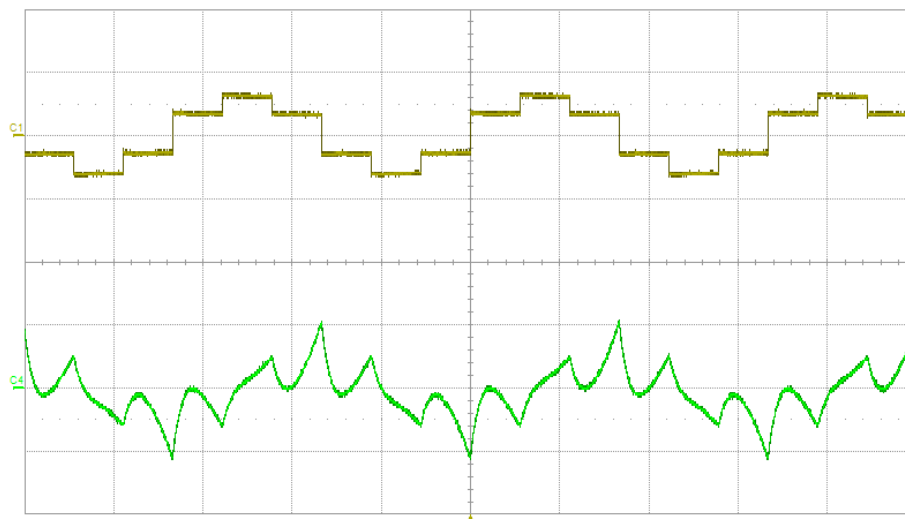
Podstatný význam má průběh napětí při  $\psi=\pi$ . Pro něj uvedeme několik důležitých parametrů. Pro amplitudu 1. harmonické sdruženého napětí platí:

$$U_{S(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_d = 1,103 \cdot U_d \quad (3.2)$$

Amplituda 1. harmonické fázového napětí je:

$$U_{(1)} = \frac{2}{\pi} \cdot U_d = 0,637 \cdot U_d \quad (3.3)$$

Na obrázku 3.4 jsou zobrazeny průběhy napětí a proudu na motorické zátěži při obdélníkovém šířkovém řízení a  $\psi=\pi$ .

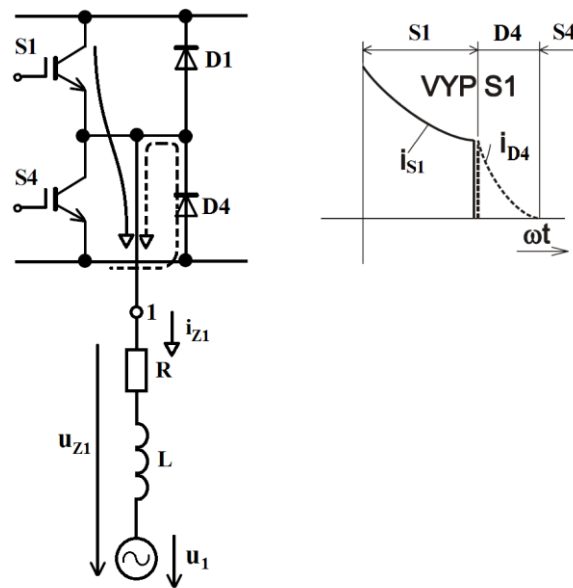


Obr. 3.4 Průběh fázového napětí (hnědá barva) a fázového proudu (zelená barva) na motorické zátěži při  $\psi=\pi$ .

Tvar fázového proudu je od sinusového průběhu velmi vzdálený. Při napájení střídavého motoru s tímto typem řízení, dochází vlivem značného obsahu vyšších harmonických napětí a proudu k velké pulzaci mechanického momentu. Při vyšších rychlostech je tato pulzace přijatelná, ovšem při nízkých rychlostech střídavého motoru může docházet k jeho krokování. Z toho vyplývá, že obdélníkové šířkové řízení je nevýhodné. Kladná vlastnost tohoto řízení je největší využití napětí stejnosměrného meziobvodu ze všech metod řízení. Jak bylo v předchozím uvedeno, v praxi se toto řízení využívá málo a jen při provozu  $\psi = \pi$ , na které se přechází z jiného typu řízení při požadavku maximálního napětí na zátěži.

### 3.1.1 Vliv spínání zpětných diod

U čistě odporové zátěže se zpětné diody neuplatní. Zpětné diody spínají u reálných zátěží, které vždy obsahují určitou indukčnost. Obr. 3.5 popisuje děj po vypnutí spínače S1, přes který se před vypnutím uzavírá proud jedné fáze zátěže (plná šipka). Po vypnutí spínače S1 musí proud ve sledované fázi zátěže doznít v původním smyslu. To umožňuje zpětná dioda D4 (čárkovaná šipka). Stejně tak pokud je sepnut spínač S4, pak po jeho vypnutí začíná vést dioda D1 atd. Intervalů sepnutí zpětných diod závisí na parametrech zátěže. Sepnutá zpětná dioda D4 udržuje na antiparalelně připojeném spínači S4 závěrné napětí. Spínač může sepnout, pokud jsou na něj přiváděny zapínací impulsy, až po poklesu proudu zpětné diody k nule. [1]



Obr. 3.5 Spínání zpětných diod [1]

Vliv spínání zpětných diod na křivku výstupního napětí závisí na velikosti  $\psi$ . Při  $\psi = \pi$  nezasahují intervaly sepnutí zpětných diod mimo programové intervaly sepnutí příslušných spínačů. V části programového intervalu sepnutí je sepnuta zpětná dioda a ve zbývající části příslušný spínač. Poměr  $\psi_D/\psi_S$  určují parametry zátěže. Vždy však platí

$$\psi = \psi_D + \psi_S \quad (3.4)$$

Z hlediska napětí na zátěži je jedno, zda je zrovna sepnut příslušný spínač nebo zpětná dioda. Z toho vyplývá, že při  $\psi = \pi$  je průběh výstupního střídavého napětí nezávislý na velikosti intervalů sepnutí zpětných diod a má tedy při libovolné zátěži tvar naznačený jako na obr. 3.3a.

Při  $\psi < \pi$  je průběh výstupního napětí závislý na velikosti intervalů zpětných diod. Napětí se mění z tvaru odpovídajícího odporové zátěži při daném úhlu  $\psi$  (viz obr. 3.3) a hodnotě  $\psi_D = 0$  až do tvaru, který se ztotožňuje s křivkou napětí při  $\psi = \pi$ . Tohoto tvaru je dosaženo při  $\psi_D = \pi - \psi$  a ten se již s dalším nárůstem  $\psi_D$  nemění. [1]

## 3.2 Šířkově-pulzní modulace

Šířkově-pulzní modulaci lze rozdělit na:

- Komparační
- Komparační s přidáním třetí harmonické
- Vektorovou šířkově-pulzní modulaci

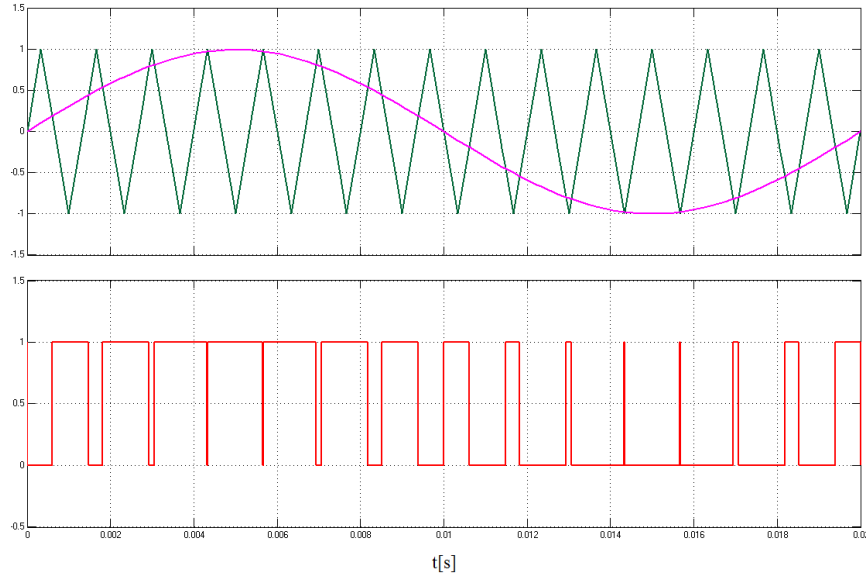
### 3.2.1 Komparační šířkově-pulzní modulace

Vytváří se porovnáváním referenčního sinusového napětí  $u_{ref}$  o frekvenci  $f_{ref}$  se signálem trojúhelníkového (nebo pilovitého) průběhu s amplitudou  $U_T$  a frekvencí  $f_T$ . Dosáhne-li úroveň

sinusového a trojúhelníkového signálu stejné hodnoty, generuje se impuls pro sepnutí horního nebo spodního spínače v příslušné větvi střídače. [2]

Pro referenční napětí platí vztah:

$$u(t)_{ref} = U_{Mref} \cdot \sin(\omega_{ref} t) \quad (3.5)$$



*Obr. 3.6 Vznik komparační šířkově-pulzní modulace (referenční sinusové napětí vyznačeno růžově, trojúhelníkové napětí zeleně, výsledná PWM červeně)*

Velikost výstupního napětí střídače se řídí změnou amplitudy referenčního sinusového napětí  $U_{Mref}$ . Změnou frekvence  $f_{ref}$  se řídí výstupní frekvence základní harmonické. Spínací frekvence  $f_s$  výkonových spínačů je určena frekvencí  $f_T$ .

Poměr maximálních hodnot referenčního signálu  $U_{Mref}$  a trojúhelníkového signálu  $U_T$  se nazývá hloubka modulace, resp. modulační poměr:

$$m = \frac{U_{Mref}}{U_T} \quad (3.6)$$

Modulační poměr nabývá hodnot 0 až 1. Střední hodnota napětí během spínacího intervalu výkonového spínače se postupně mění a má sinusový průběh s amplitudou základní harmonické napětí  $U_{(1)}$ , která je určena hloubkou modulace:

$$U_{(1)} = \frac{m U_d}{2} \quad (3.7)$$

Řízení pomocí PWM vede ke snížení vyšších harmonických v průběhu fázových proudů, což příznivě ovlivňuje oteplení, hluk a pulzační momenty střídavých trojfázových strojů. Nevýhodou komparační šířkově-pulzní modulace je neschopnost plně využít napětí stejnosměrného meziobvodu  $U_d$ . Při maximální hloubce modulace ( $m = 1$ ) je amplituda základní harmonické napětí  $U_{(1)} = 0,5 U_d$ . Tato modulace se používá v analogových PWM modulátorech, které jsou poměrně jednoduché.

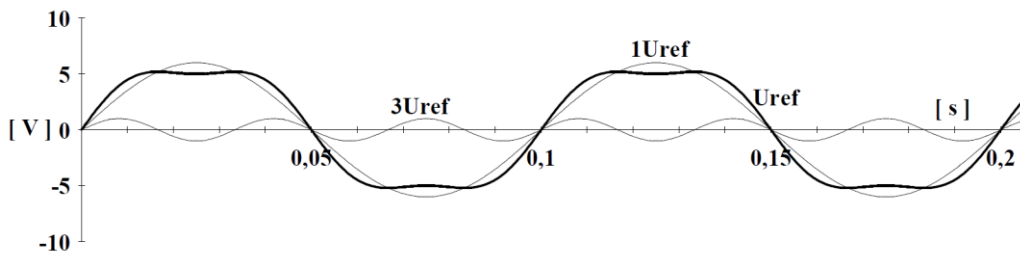
### 3.2.2 Komparační šířkově-pulzní modulace s přidáním třetí harmonické

Tato metoda slouží ke zlepšení využití napětí stejnosměrného meziobvodu. Referenční signál se vytváří součtem základní harmonické s frekvencí  $f_{ref}$  a třetí harmonické s frekvencí  $3f_{ref}$  (obr. 3.7). Dle [2] má poté referenční napětí rovnici:

$$u(t)_{ref} = U_{Mref} [\sin(\omega_{ref} t) + a \sin(3\omega_{ref} t)] \quad (3.8)$$

kde  $a$  je poměr amplitudy třetí harmonické a základní harmonické referenčního napětí.

Optimální hodnota pro poměr  $a$  je  $1/6$ . Referenční napětí pak obsahuje cca 17% přidané třetí harmonické do původního signálu. [2]

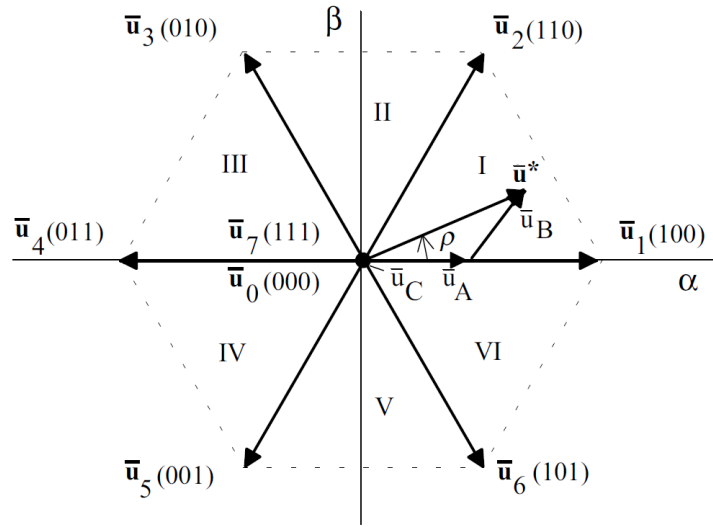


Obr. 3.7 Referenční napětí s přidáním třetí harmonické [2]

Amplituda základní harmonické napětí, při hloubce modulace  $m = 1$  dosahuje hodnoty  $U_{(1)} = 0,577U_d$ . To je o cca 15 % lepší využití napětí stejnosměrného meziobvodu než u komparační sinusové PWM. Další výhodou je menší obsah vyšších harmonických proudů, zvláště v oblasti vyšších hloubek modulace. Třetí harmonická napětí, která je obsažena ve výstupním napětí střídače se neobjeví na střídavém motoru v případě soustavy s nevyvedeným uzlem (měnič frekvence - střídavý motor). [2]

### 3.2.3 Vektorová šířkově-pulzní modulace

U této modulace je postupně po jednotlivých časových intervalech přepisován stav sepnutí všech spínačů trojfázového střídače v závislosti na požadované poloze a velikosti prostorového vektoru určité veličiny, zpravidla napětí zátěže (obvykle statorové napětí střídavého stroje). Princip je založen na aproximaci otáčejícího žádaného vektoru napětí  $\vec{u}^*$  (obr. 3.8). Pro napěťový střídač se šesti spínacími prvky existuje osm základních poloh vektoru napětí ( $\vec{u}_0$  až  $\vec{u}_7$ ), které jsou realizovány příslušnou kombinací sepnutých a vypnutých spínačů. Vektory  $\vec{u}_1$  až  $\vec{u}_6$  nazýváme aktivními, jejich absolutní hodnota je  $2/3U_d$ . Vektory  $\vec{u}_0$  a  $\vec{u}_7$  jsou nulové.



Obr. 3.8 Rozložení napětových vektorů při SVPWM [2]

Oblast, ve které se může pohybovat vektor  $\overline{u^*}$  je rozdělena do šesti sektorů. V každém sektoru se kromě nulových vektorů využívají vždy dva přilehlé vektory k požadovanému vektoru  $\overline{u^*}$ . Nejvyšší možné výstupní napětí střídače lze získat algoritmem, při němž se koncový bod vektoru  $\overline{u^*}$  pohybuje po šestiúhelníku. Z hlediska co nejnižšího obsahu vyšších harmonických je vhodné, aby se pohyboval po kružnici vepsané tomuto šestiúhelníku. [1]

Dle [2] například v sektoru I platí:

$$\int_0^{T_s} \overline{u^*} dt = \int_0^{T_1} \overline{u_1} dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \overline{u_2} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \overline{u_{0,7}} dt \quad (3.9)$$

$$\overline{u^*} \cdot T_s = \overline{u_1} \cdot T_1 + \overline{u_2} \cdot T_2 + \overline{u_{0,7}} \cdot T_0 \quad (3.10)$$

$$\overline{u^*} = \frac{\overline{u_1} T_1}{T_s} + \frac{\overline{u_2} T_2}{T_s} + \frac{\overline{u_{0,7}} T_0}{T_s} = \overline{u_A} + \overline{u_B} + \overline{u_C} \quad (3.11)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.12)$$

kde jsou:

- $T_1$ .....doba sepnutí vektoru  $\overline{u_1}$   
 $T_2$ .....doba sepnutí vektoru  $\overline{u_2}$   
 $T_0$ .....doba sepnutí vektoru  $\overline{u_0}$  nebo  $\overline{u_7}$   
 $T_s$ .....vzorkovací doba, spínací perioda

Dle [2] lze spínací doby určit z následujících vztahů:

$$T_1 = \sqrt{3} \frac{|\overline{u^*}|}{U_d} T_s \sin(60^\circ - \rho) \quad (3.13)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{|\overline{u^*}|}{U_d} T_s \sin \rho \quad (3.14)$$



Odvozené závislosti pro sektor I platí i v ostatních sektorech. Dochází pouze postupně k otáčení vektoru o úhel  $60^\circ$ . Obecné vztahy pro libovolný sektor mají tvar:

$$\overline{u^*} = \frac{\overline{u_1}T_1}{T_s} + \frac{\overline{u_2}T_2}{T_s} + \frac{\overline{u_{0,7}}T_0}{T_s} = \overline{u_A} + \overline{u_B} + \overline{u_C} \quad (3.15)$$

$$T_k = \sqrt{3} \frac{|\overline{u^*}|}{U_d} T_s \sin(60^\circ - \rho) \quad (3.16)$$

$$T_{k+1} = \sqrt{3} \frac{|\overline{u^*}|}{U_d} T_s \sin \rho \quad (3.17)$$

$$T_0 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (3.18)$$

Dle [2] je hloubka modulace  $m$  dána vztahem:

$$m = \frac{\sqrt{3} \cdot |\overline{u^*}|}{U_d} \quad (3.19)$$

V případě, že hloubka modulace  $m = 1$ , potom se konec vektoru  $\overline{u^*}$  pohybuje po kružnici vepsané šestiúhelníku. Posloupnost spínání vektorů je vytvořena s ohledem na četnost spínání spínačů.

Spíná se vždy jen jeden spínač v jedné větvi střídače. Pro dosažení symetrie spínání je vhodné rozdělit dobu trvání nulového vektoru  $T_0$  na dvě stejné poloviční doby  $T_0/2$ . [2]

Poté dle [2] platí v prvním sektoru posloupnost:

$$\overline{u_0} \rightarrow \overline{u_1} \rightarrow \overline{u_2} \rightarrow \overline{u_7} \rightarrow \overline{u_2} \rightarrow \overline{u_1} \rightarrow \overline{u_0} \quad (3.20)$$

$$T_0/2 \rightarrow T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow T_0/2 \rightarrow T_2 \rightarrow T_1 \rightarrow T_0/2 \quad (3.21)$$

V druhém sektoru platí posloupnost:

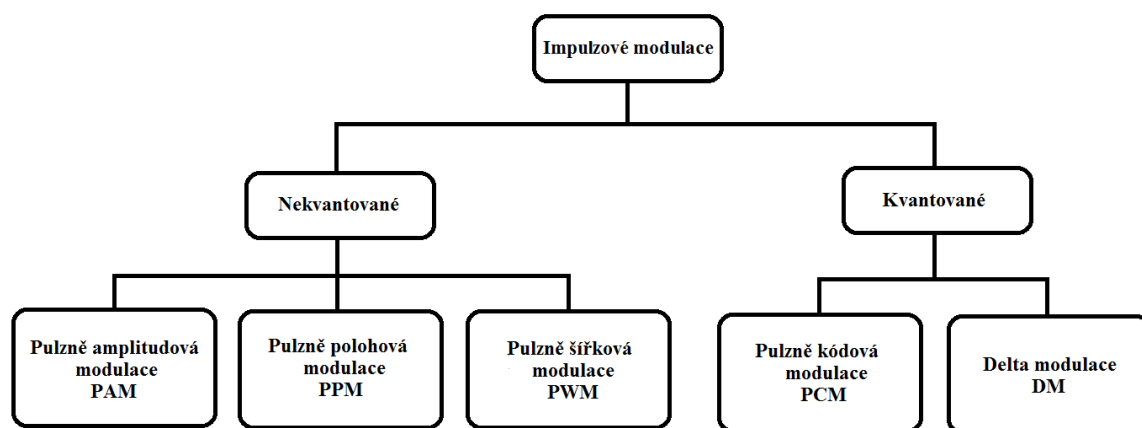
$$\overline{u_7} \rightarrow \overline{u_2} \rightarrow \overline{u_3} \rightarrow \overline{u_0} \rightarrow \overline{u_3} \rightarrow \overline{u_2} \rightarrow \overline{u_7} \quad (3.22)$$

$$T_0/2 \rightarrow T_2 \rightarrow T_3 \rightarrow T_0/2 \rightarrow T_3 \rightarrow T_2 \rightarrow T_0/2 \quad (3.23)$$

Apod. Amplituda 1. harmonické napětí při  $m = 1$  je  $U_{(1)} = 0,577U_d$ . To je o cca 15 % lepší využití napětí stejnosměrného meziobvodu než u komparační sinusové PWM. Další výhodou oproti komparační PWM je nižší obsah harmonických proudů, nižší ztráty ve vinutí motoru a také menší kolísání momentu. Tato modulace se vytváří v mikropočítačových řídicích systémech.

### 3.3 Impulzové modulace

Základem impulzových modulací je odebrání vzorků z původního spojitého modulačního signálu. Rozdělení impulzových modulací reprezentuje obr. 3.9. Základní rozdělení je na nekvantované a kvantované.



Obr. 3.9 Rozdělení impulzových modulací [3]

Principem nekvantovaných impulzových modulací je ve většině případů pouze vzorkování. Vzorkování je prováděno pomocí obvodů Sample and Hold (S/H). Tento obvod sejme z analogového signálu vzorek (sample) a pamatuje si jeho hodnotu (hold) do dalšího vzorkovacího okamžiku. Jednotlivé vzorky jsou od sebe vzdáleny o dobu odpovídající vzorkovací periodě. Vzorkovací perioda musí být zvolena tak, aby byla zaručena dostatečná hustota vzorků, která dovoluje převod spojitého signálu na diskrétní bez ztráty informace a bez zkreslení.

Princip kvantovaných modulací se obvykle skládá ze tří kroků:

- Vzorkování
- Kvantování
- Kódování

Kvantování je operace, kdy jednotlivým vzorkům impulzního signálu jsou přiřazeny hodnoty, které náleží k nejbližší kvantizační úrovni. Kódování je proces, kdy jsou kvantizační úrovně postupně se vzorkovací frekvencí převáděny na zakódovanou informaci reprezentovanou binárním číslem-kódovacím slovem. Jednotlivá slova se při komunikaci seskupují do rámců sériově za sebou řazených. Kódování signálu se rozděluje s ohledem na napětěvý rozsah kvantovaného signálu, respektive vstupního analogového signálu: [4]

- Unipolární kódování - napětěvé hodnoty kódovaného signálu reprezentované binárním slovem jsou pouze kladné.
- Bipolární kódování - napětěvé hodnoty kódovaného signálu reprezentované binárním slovem jsou záporné a kladné, kde záporná hodnota napětí reprezentuje nejnižší binární slovo.

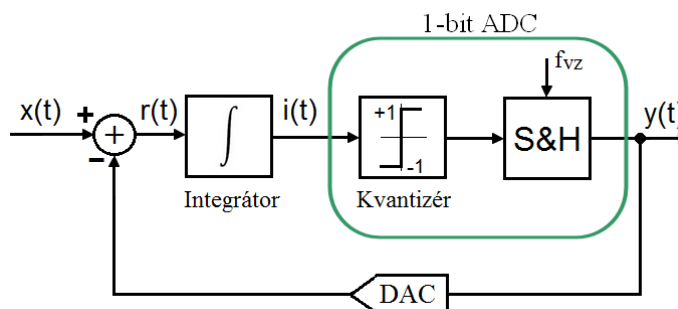
## 4 Sigma-delta ( $\Sigma\Delta$ ) modulace

Tato modulace patří mezi impulzové kvantované modulace. Jak už bylo v úvodu uvedeno, sigma-delta modulace respektive modulátory nachází uplatnění v různých aplikacích, například v analogově-číslicových převodnících. Tyto převodníky založené na principu sigma-delta se vyznačují vysokým rozlišením, přesností, avšak s menší rychlostí převodu a dalšími specifickými vlastnostmi, které budou popsány v následujících odstavcích.

### 4.1 Sigma-delta modulátor 1. řádu

Tento modulátor (viz obr 4.1) se skládá z rozdílového členu, integrátoru, jednobitového kvantizéru, obvodu sample&hold a jednobitového D/A převodníku. Kvantizér, jehož výstupní úrovně nabývají hodnot  $\pm 1$  je v podstatě jednobitový komparátor s rozhodovací úrovní v nule. Spolu s obvodem sample&hold tvoří jednobitový A/D převodník.

Výstupní signál modulátoru  $y(t)$ , který je přiveden přes jednobitový D/A převodník zpět na vstup je odečten od vstupního signálu  $x(t)$ . Tento rozdíl je přiveden na vstup integrátoru. Pokud je výstup integrátoru kladný, bude výstupní úroveň kvantizéru  $+1$ , v opačném případě  $-1$ . Obvod sample&hold vzorkuje výstup kvantizéru vzorkovací frekvencí  $f_{vz}$  a pamatuje si jeho hodnotu do dalšího vzorkovacího okamžiku. Signál je přiveden zpětnou vazbou na rozdílový člen a proces se opakuje. Časové průběhy  $\Sigma\Delta$  modulátoru 1. řádu jsou zobrazeny na obr. 4.2.



Obr. 4.1 Sigma-delta modulátor 1. řádu [5], [6]

Při vzorkování je nutno dodržet Nyquistův vzorkovací teorém, který říká, že vstupní signál lze plně zrekonstruovat pouze tehdy, je-li splněna podmínka:

$$f_{vz} \geq 2 \cdot f_m \quad (4.1)$$

kde je:

$f_{vz}$  ..... vzorkovací frekvence

$f_m$  ..... frekvence vstupního signálu, resp. frekvenční pásmo vstupního signálu

Sigma-delta modulátory používají převzorkování (z angl. oversampling). Jejich vzorkovací kmitočet je několikanásobně větší než u převodníků s Nyquistovým vzorkováním. Převzorkování je vyjádřeno koeficientem OSR (oversampling ratio), který se běžně pohybuje v rozsahu 8 - 512.

$$OSR = \frac{f_{vz}}{2f_m} \quad (4.2)$$

Kvantizačním procesem vzniká kvantizační chyba resp. kvantizační šum, protože navzorkované hodnoty se ve většině případů liší od kvantizačních úrovní. Kvantizační šum, je dán rozdílem kvantovaného signálu a původního signálu. Obecným měřítkem přesnosti převodníku je odstup signálu od šumu SNR (z angl. signal-to-noise ratio) pro sinusový signál na jeho vstupu. Pro ideální A/D převodník s Nyquistovým vzorkováním platí:

$$SNR[dB] = 20 \log \frac{U_{sin(ef)}}{U_{Noise(ef)}} = 6,02n + 1,76 \quad (4.3)$$

kde je:

$U_{sin(ef)}$ .....efektivní hodnota vstupního sinusového signálu

$U_{Noise(ef)}$ .....efektivní hodnota kvantovacího šumu

$N$ .....počet bitů převodníku

Převzorkováním se vztah pro SNR sigma-delta převodníku dle [7] upraví na:

$$SNR[dB] = 6,02(N + N_E) + 1,76 \quad (4.4)$$

kde je:

$N$ .....počet bitů modulátoru

$N_E$ .....efektivní rozlišení modulátoru (vyjádřeno počtem bitů)

Dle [7] se efektivní rozlišení modulátoru spočte jako:

$$N_E = \frac{1}{6,02} \left[ (20M + 10) \log OSR - 20 \log \left( \frac{\pi^M}{A\sqrt{2M+1}} \right) \right] \quad (4.5)$$

kde je:

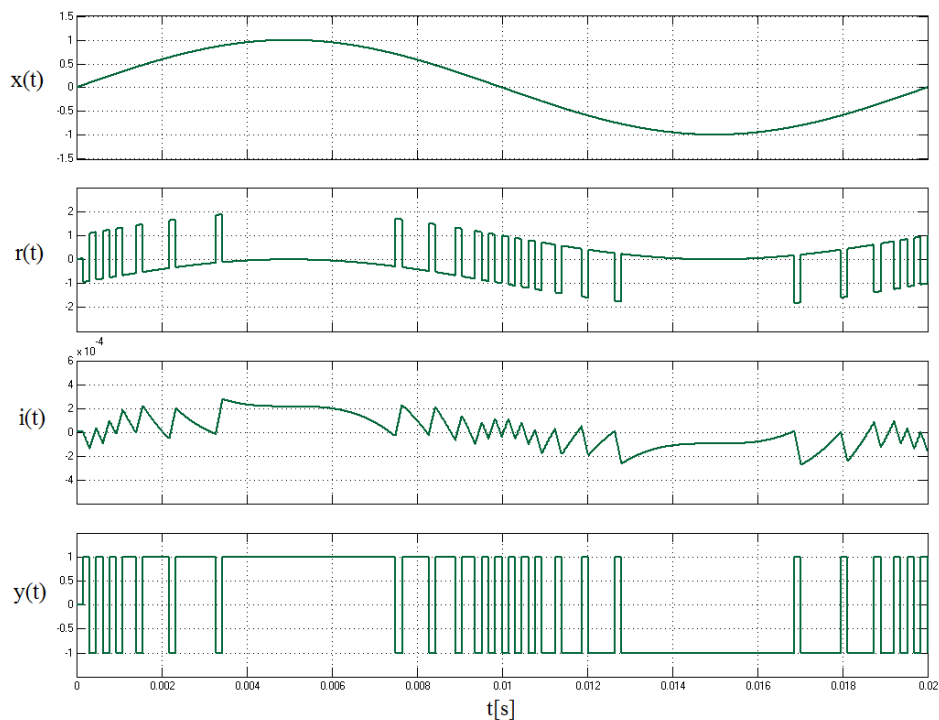
$M$ .....řád modulátoru

$A$ .....amplituda vstupního sinusového signálu

Dosazením  $M = 1$  a  $A = 1$  do rovnice (4.5) získáme vztah pro  $N_E$  modulátoru prvního řádu:

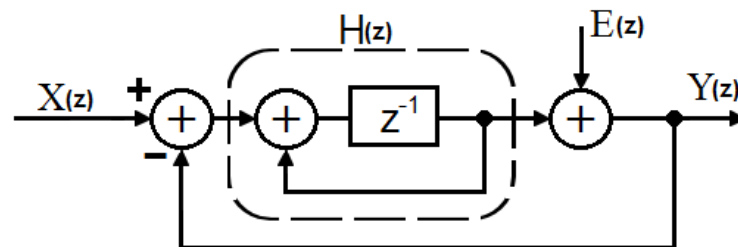
$$N_E = \frac{1}{6,02} \left[ 30 \log OSR - 20 \log \left( \frac{\pi}{\sqrt{3}} \right) \right] \quad (4.6)$$

Z rovnice 4.5 vyplývá, že s rostoucím koeficientem převzorkování a řádem modulátoru se  $N_E$  zvyšuje a tudíž i celkové SNR převodníku. Konkrétně pro modulátor 1. řádu z rovnice 4.6 platí, že s každým zdvojnásobením OSR se SNR zvětší o 9dB a efektivní počet bitů modulátoru o 1,5.



Obr. 4.2 Časové průběhy sigma-delta modulátoru 1. řádu (sešhora vstupní signál, signál na výstupu rozdílového členu, integrátoru a výstupní signál)

Pro bližší pochopení funkce modulátoru prvního řádu je třeba zavést jeho lineární model (viz obr. 4.3). Reálný integrátor (se zpožděním) je popsán přenosem  $H(z)$ . Kvantizér je nahrazen součtovým členem, který k výstupu integrátoru přičítá kvantizační chybu  $E(z)$ .



Obr. 4.3 Lineární model sigma-delta modulátoru 1. řádu [8]

Nyní je možné určit přenosovou funkci signálu STF (signal transfer function) a přenosovou funkci šumu NTF (noise transfer function).

Dle [8] pro přenos  $H(z)$  platí:

$$H(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (4.7)$$

Dle [8] pro přenosovou funkci signálu STF platí:

$$STF(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{H(z)}{1+H(z)} = z^{-1} \quad (4.8)$$

Dle [8] pro přenosovou funkci šumu NTF platí:

$$NTF(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{1}{1+H(z)} = 1 - z^{-1} \quad (4.9)$$

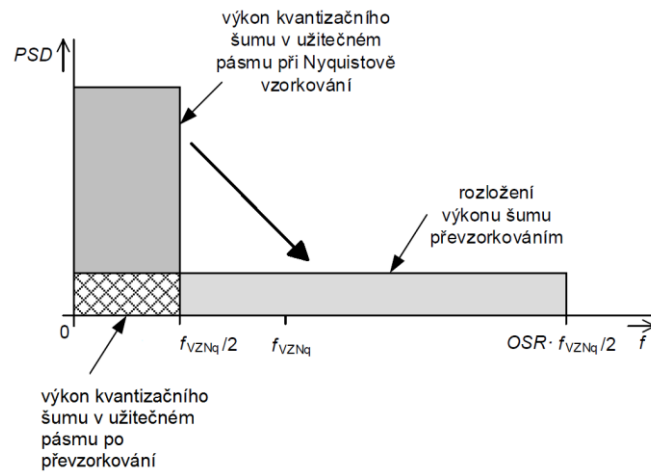
Výstupní signál je popsán rovnicí:

$$Y(z) = STF(z) \cdot X(z) + NTF(z) \cdot E(z) \quad (4.10)$$

STF má zpoždění o jeden hodinový cyklus. NTF se chová jako filtr typu horní propust. Kvantizační šum, generovaný kvantizérem, je na nízkých kmitočtech potlačen a přesouvá se na kmitočty, které leží mimo zpracovávané pásmo. Tomuto jevu se říká tvarování šumu. Obecně v převodnicích  $\Sigma\Delta$  existují dvě metody tvarování šumu: [9]

- rozložení výkonu šumu převzorkováním
- tvarování šumu pomocí vhodně zvolené přenosové funkce (lze upravit změnou řádu modulátoru)

Efekt obou metod se sčítá. Převzorkování  $\Sigma\Delta$  převodníků se tedy projeví na rozložení výkonu kvantizačního šumu v pracovním pásmu převodníku. Situace rozložení spektrální hustoty výkonu PSD (power spectral density) je znázorněna na obr. 4.4.

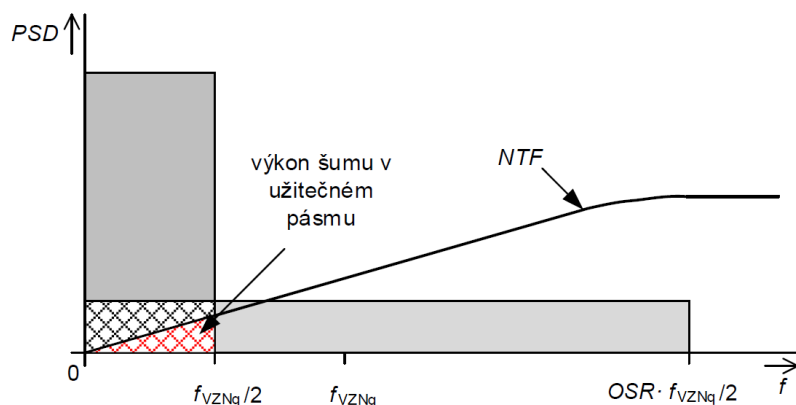


Obr. 4.4 Rozložení kvantizačního šumu převzorkováním [9]

Dle [10] je efektivní hodnota kvantizačního šumu v užitečném pásmu signálu po převzorkování:

$$U_{eOSR} = \frac{1}{\sqrt{OSR}} \cdot \frac{q}{\sqrt{12}} \quad (4.11)$$

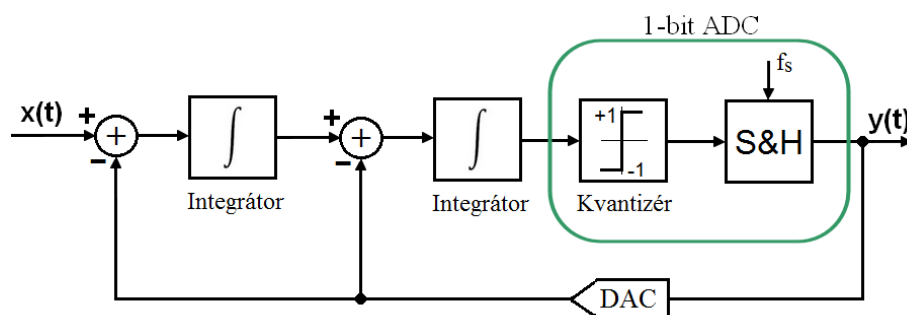
Z výše uvedené rovnice vyplývá, že čím větší bude koeficient převzorkování, tím menší bude výkon kvantizačního šumu v užitečném pásmu signálu. Na obr. 4.5 je zobrazeno tvarování šumu pomocí vhodně zvolené přenosové funkce. Parametr NTF díky svému charakteru filtru typu horní propust ještě více omezil výkon kvantizačního šumu v užitečném pásmu. Do výstupního číslicového signálu se dostane pouze šum vyznačený červenou barvou. Tímto je možné dosáhnout většího SNR bez nadměrného zvyšování OSR. [9]



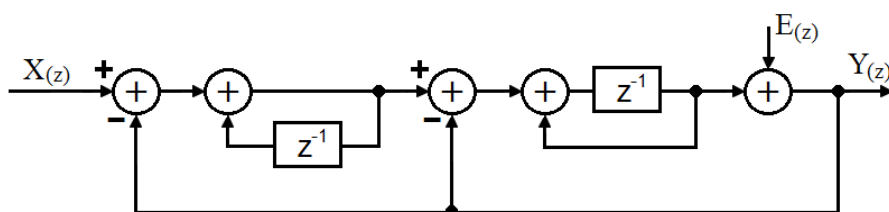
Obr. 4.5 Tvarování kvantizačního šumu pomocí přenosové funkce NTF [9]

## 4.2 Sigma-delta modulátor 2. řádu

Tento modulátor je vytvořen z modulátoru 1. řádu doplněním o další integrátor a rozdílový člen. Výsledná struktura je zobrazena na obr. 4.6 a její lineární model na obr. 4.7.



Obr. 4.6 Sigma-delta modulátor 2. řádu [5], [6]



Obr. 4.7 Lineární model  $\Sigma\Delta$  modulátoru 2. řádu [5]

Lineární model se rovněž skládá ze dvou integrátorů, do kterých se přivádí zpětnovazební signál. První integrátor je ideální bez zpoždění. Takový integrátor analogově realizovat nelze. Druhý integrátor je se zpožděním.

Dosazením  $M = 2$  a  $A = 1$  do rovnice (4.5) získáme vztah pro  $N_E$  modulátoru druhého řádu:

$$N_E = \frac{1}{6,02} \left[ 50 \log OSR - 20 \log \left( \frac{\pi^2}{\sqrt{5}} \right) \right] \quad (4.12)$$

Z rovnice 4.12 platí, že s každým zdvojnásobením OSR se SNR zvětší o 15dB a efektivní počet bitů modulátoru o 2,5. V porovnání s modulátorem 1. řádu je tento modulátor schopen dosáhnout stejných výsledků, při nižších hodnotách OSR. NTF modulátoru 2. řádu je kvadrátem NTF modulátoru 1. řádu.

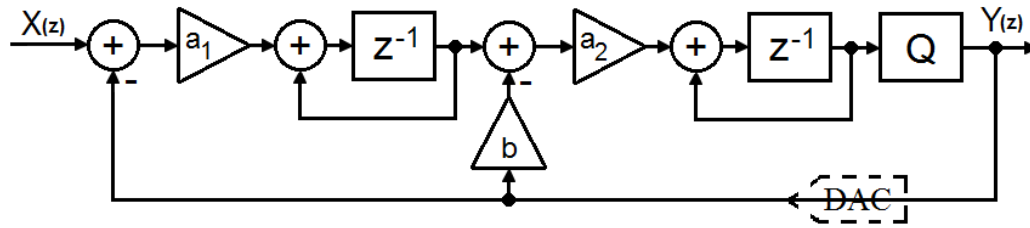
Při realizaci se dá vyhnout integrátoru bez zpoždění užitím jedné z alternativních struktur, které zahrnují reálné integrátory se zpožděním.

### 4.3 Alternativní struktury modulátorů 2. řádu

Existuje několik alternativních struktur plnicí funkci  $\Sigma\Delta$  modulátoru 2. řádu. Mají velmi podobné vlastnosti a stejnou přenosovou funkci šumu NTF.

#### 4.3.1 Struktura Boser-Wooley

Tato struktura se skládá ze dvou integrátorů a čtyř přenosových koeficientů (resp. zesilovačů) viz obr. 4.8.



Obr. 4.8 Modulátor Boser-Wooley [5]

Dle [5] platí pro STF a NTF:

$$STF(z) = \frac{a_1 a_2 z^{-2}}{D(z)} \quad (4.13)$$

$$NTF(z) = \frac{(1-z^{-1})^2}{D(z)} \quad (4.14)$$

kde:

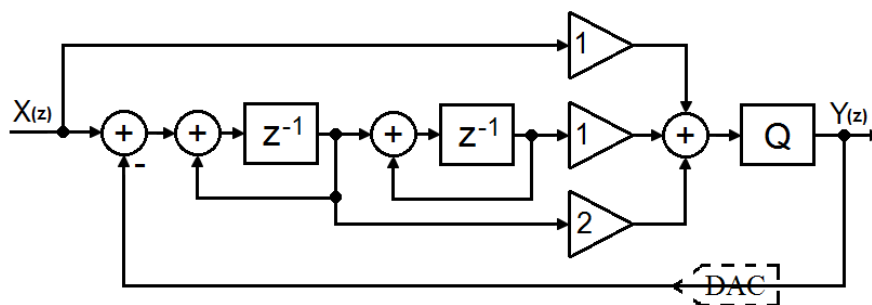
$$D(z) = (1 - z^{-1})^2 + a_2 b z^{-1} (1 - z^{-1}) + a_1 a_2 z^{-2} \quad (4.15)$$

K dosažení přenosových funkcí  $STF(z) = z^{-2}$  a  $NTF(z) = (1 - z^{-1})^2$  musí být splněno  $a_1 a_2 = 1$  a  $a_2 b = 2$ . Toho lze dosáhnout mnoha způsoby, například  $a_1 = a_2 = 1$  a  $b = 2$ . Nyní má STF zpoždění o 2 hodinové cykly.

#### 4.3.2 Struktura Silva-Steensgaard

V této struktuře (viz obr. 4.9) se vstupní signál a výstupy všech integrátorů přivádí dopřednou vazbou do kvantizéru. Výstupní signál je přiváděn na vstup zpětnou vazbou. Signál vstupující do integrátorů obsahuje pouze tvarovaný kvantizační šum. Integrátory tedy nezpracovávají signál, a nároky na jejich linearitu jsou významně sníženy, což je praktická výhoda.





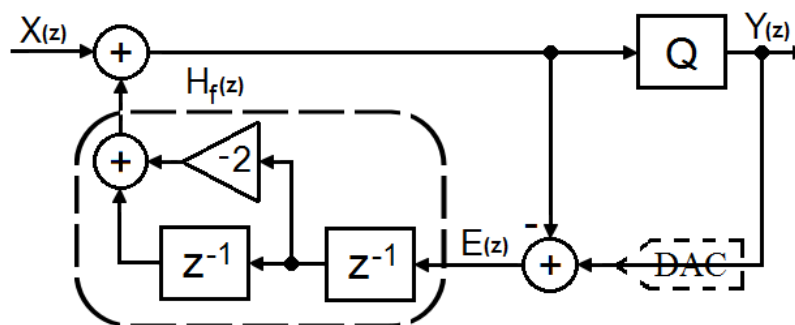
Obr. 4.9 Modulátor Silva-Steensgaard [5]

Výstupní signál je dán rovnicí:

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1})^2 E(z) \quad (4.16)$$

### 4.3.3 Struktura error-feedback

V této struktuře (viz obr. 4.10) je kvantizační chyba získána formou rozdílu vstupního signálu interního A/D převodníku a výstupem D/A převodníku. Kvantizační chyba je následně přivedena na vstup přes filtr  $H_f$ .



Obr. 4.10 Struktura error-feedback [5]

Výstupní signál je dán rovnicí:

$$Y(z) = E(z) + X(z) + H_f(z)E(z) \quad (4.17)$$

Pro STF a NTF platí:

$$STF(z) = 1 \quad (4.18)$$

$$NTF(z) = 1 + H_f(z) \quad (4.19)$$

Abychom dostali  $NTF(z) = (1 - z^{-1})^2$  musí platit:

$$H_f(z) = (1 - z^{-1})^2 - 1 = z^{-2} - 2z^{-1} \quad (4.20)$$

Tato struktura je relativně jednoduchá, ale nepraktická pro analogovou implementaci, jelikož je velmi citlivá na změny parametrů ve zpětnovazební smyčce. Její využití najdeme v implementaci digitální.

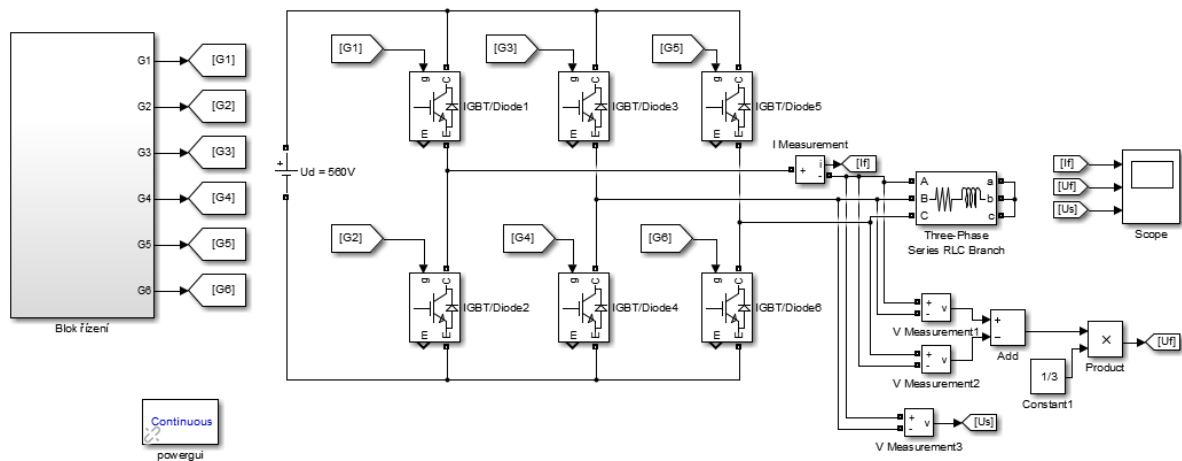
Jelikož je předmětem této práce implementace sigma-delta modulátoru pro řízení napěťového střídače, byly ve výše uvedeném teoretickém rozboru popsány pouze modulátory s jednobitovým kvantizérem, jejichž výstupní signál nabývá pouze dvou hodnot a jsou tudíž vhodné pro tento účel. Existují také vícebitové kvantizéry, které umožňují dosáhnout vyššího SNR a  $N_E$  při relativně nízkých OSR, protože s každým bitem přidaným do kvantizéru je kvantizační šum potlačen o 6dB. U sigma-delta modulátorů třetího a vyššího řádu s jednobitovým kvantizérem nastávají problémy se stabilitou. Jedno z možných řešení je právě použití vícebitového kvantizéru. V následující simulační části práce bude pro řízení napěťového střídače použit sigma-delta modulátor prvního a druhého řádu.

## 5 Simulační část

Pro práci bylo použito prostředí Matlab/Simulink. Matlab slouží pro vědeckotechnické výpočty, návrhy algoritmů, simulace, měření a zpracování signálů a další. Simulink je program pro simulaci a modelování dynamických systémů, který využívá algoritmy Matlabu pro numerické řešení nelineárních diferenciálních rovnic. Umožňuje rychle a snadno vytvářet modely dynamických soustav ve formě blokových schémat. Matlab/Simulink je hojně využíván ve firmách a na univerzitách po celém světě.

### 5.1 Simulační model

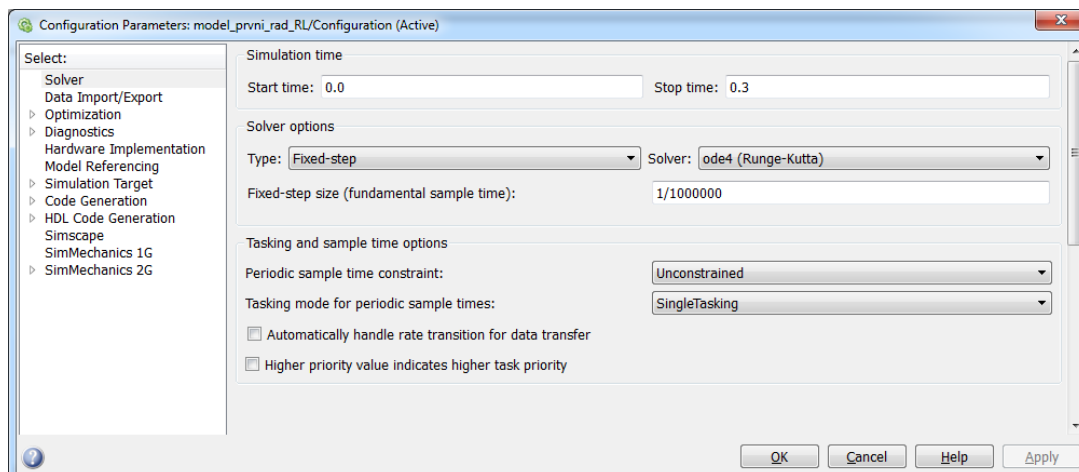
Simulační model (obr. 5.1) se skládá ze zdroje stejnosměrného napětí  $U_d = 560\text{V}$ , napěťového střídače v můstkovém zapojení s IGBT tranzistory a zpětnými diodami (zpětné diody jsou obsaženy v blocích tranzistorů). Na hradla tranzistorů jsou přiváděny řídicí impulzy ze subsystému blok řízení. V tomto bloku jsou realizovány jednotlivé metody řízení střídače. Zátěž je typu RL s parametry  $R = 10\Omega$  a  $L = 10\text{mH}$ . Napětí a proudy na zátěži jsou snímány bloky current a voltage measurements. Aby bylo možné spustit simulační model, obsahující bloky z knihovny SimPowerSystems (tranzistory, zdroje, usměrňovače atp.), je nutno do simulačního modelu vložit blok powergui. V tomto bloku se taky nachází nastavení simulace, nástroje pro analýzu obvodu, například nástroj pro určování celkového harmonického zkreslení (THD) a další.



Obr. 5.1 Realizovaný simulační model

#### 5.1.1 Nastavení simulace

Nastavení simulace je zobrazeno na obrázku 5.2. Je zvolen fixed-step, tzn., že se model řeší od začátku do konce simulace s konstantním krokem výpočtu. Volba kroku výpočtu rozhoduje o přesnosti řešení a době trvání simulace. Řád řešení diferenciálních rovnic je nastaven na ode4. Čím vyšší je tento řád, tím lze dosáhnout větší přesnosti řešení, ovšem na úkor doby trvání simulace.

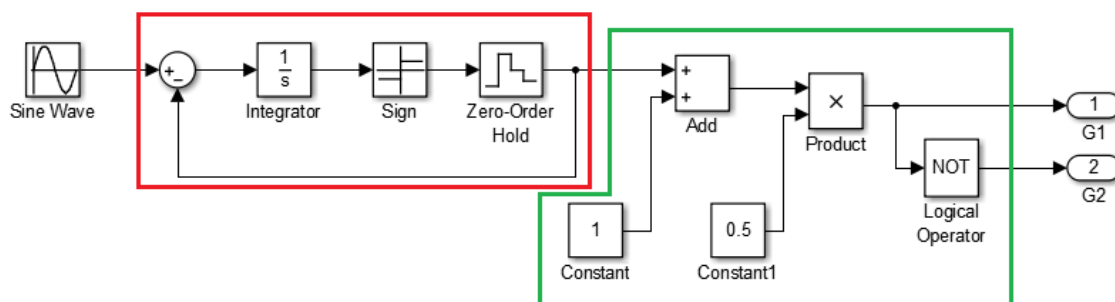


Obr. 5.2 Nastavení simulace

Velikost kroku je nastavena pro každou vzorkovací frekvenci sigma-delta modulátoru tak, aby simulace trvala co nejkratší dobu, ale při zachování přesnosti. Pro tento předpoklad je dostačující zvolit 100x menší velikost kroku, než je vzorkovací frekvence modulátoru. Například pro vzorkovací frekvenci  $f_{vz} = 10\text{kHz}$  je tedy velikost kroku  $1/1000000$ .

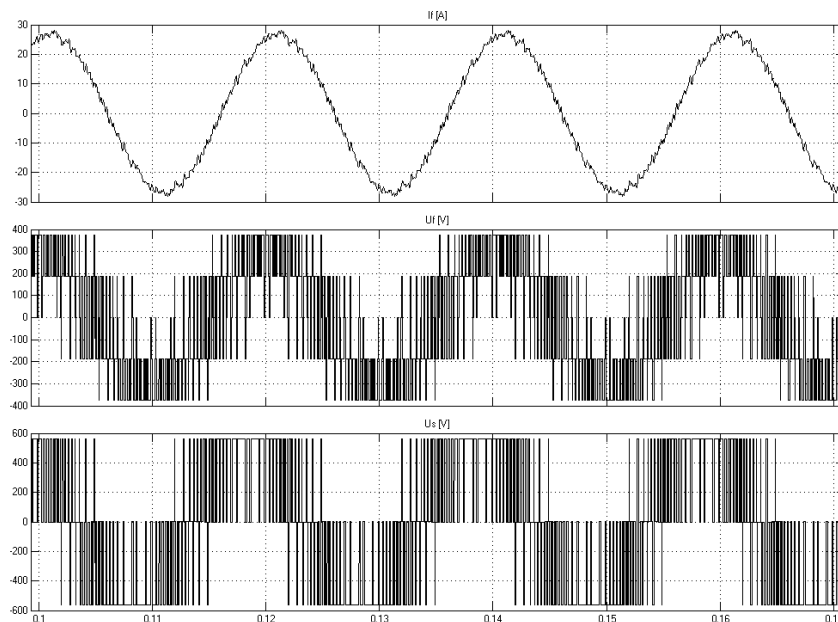
## 5.2 Napěťový střídač se $\Sigma\Delta$ modulátorem 1. řádu

Na obrázku 5.3 je model jedné fáze  $\Sigma\Delta$  modulátoru prvního řádu. Blok řízení tedy obsahuje tři tyto modely. Červeně ohraničená část je samotný modulátor. Blok sign plní funkci jednobitového kvantizéru a blok Zero-Order Hold plní funkci vzorkovače. Zeleně ohraničená část upravuje úroveň výstupního signálu modulátoru  $z \pm 1$  na 0 a 1. Takto upravený signál se poté ještě neguje v bloku NOT. Poté se signály přivádějí na hradlo horního a spodního tranzistoru ve větvi.



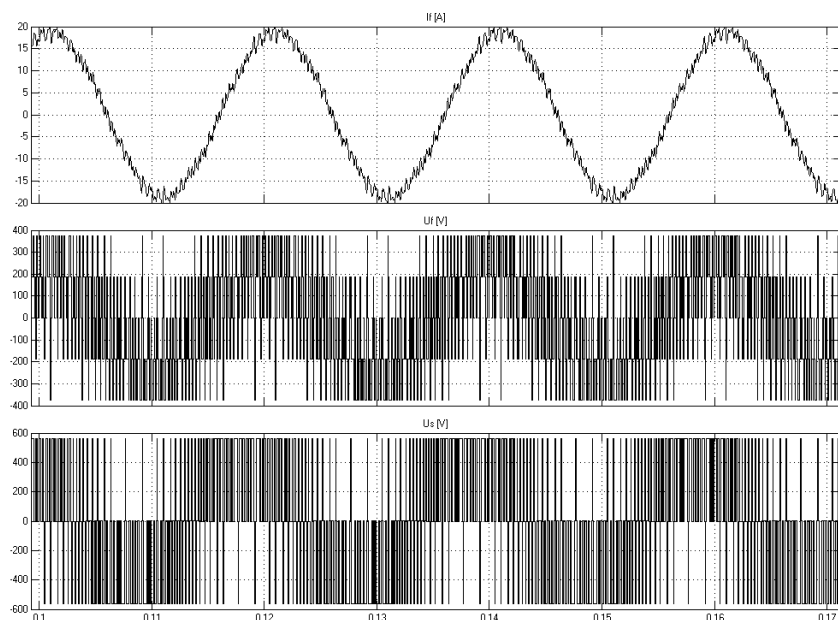
Obr. 5.3 Model jedné fáze  $\Sigma\Delta$  modulátoru prvního řádu

V tomto stavu nejsou výstupní pulzy modulátoru symetrické, což má vliv na výstupní průběhy napětí a proudu střídače. Pro získání symetrických pulzů je nutno vstupní sinusový signál (blok Sine Wave) posunut o úhel  $\pi/2$  (v ostatních fázích  $\pi/2+120^\circ$  respektive  $240^\circ$ ). Na obrázku 5.4 jsou zachyceny časové průběhy napětí a proudu na RL zátěži.



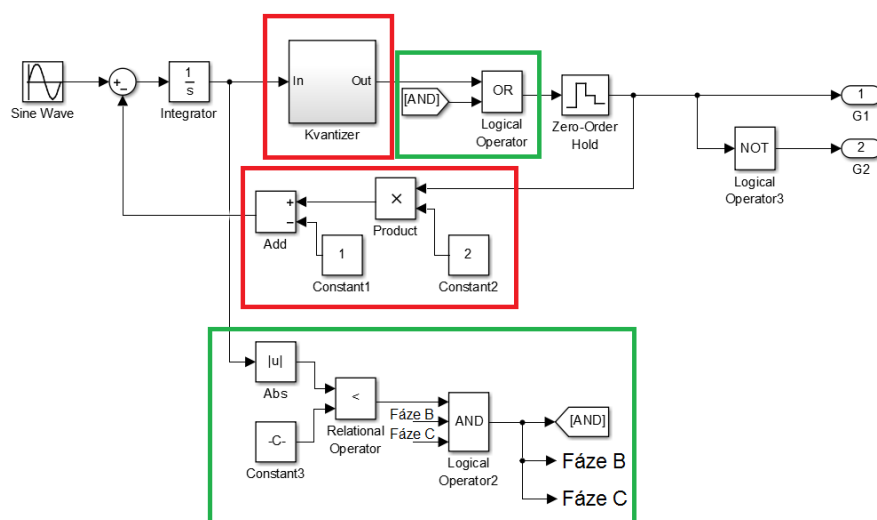
Obr. 5.4 Časové průběhy proudu a napětí na RL zátěži,  $f_{vz} = 10\text{kHz}$ ,  $m = 1$ , nahoře fázový proud, uprostřed fázové napětí a dole napětí sdružené

Na fázovém i sdruženém napětí se objevují napěťové špičky, které jsou způsobeny absencí nulových stavů střídače. Toto je nežádoucí jev. Četnost a poloha těchto špiček se mění v závislosti na změně vzorkovací frekvence a modulačním indexu  $m$ . Při  $m < 1$  rapidně narůstá počet napěťových špiček, což je nepřijatelné. Časové průběhy proudu a napětí na zátěži s  $m = 0,7$  jsou zobrazeny na obr. 5.5.



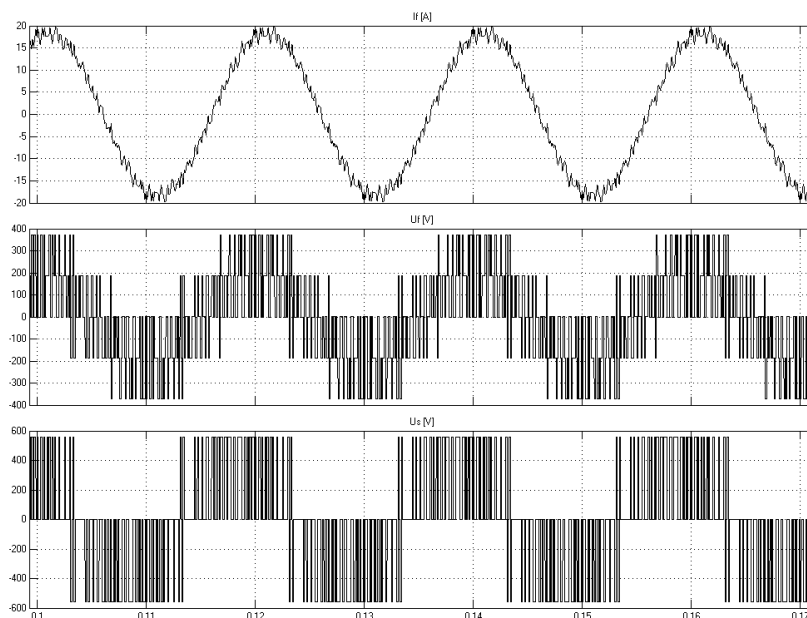
Obr. 5.5 Časové průběhy proudu a napětí na RL zátěži,  $f_{vz} = 10\text{kHz}$ ,  $m = 0,7$ , nahoře fázový proud, uprostřed fázové napětí a dole napětí sdružené

Možný způsob, jak tyto špičky do určité míry potlačit, je upravit zapojení modulátoru dle [11].



Obr. 5.6 Upravený modulátor pro potlačení napěťových špiček

Kvantizér má nyní výstupní úrovně 0 a 1 namísto  $\pm 1$ . Zpětnovazební signál se proto musí upravit, aby byla zachována správná funkce modulátoru (vyznačeno červeně). Samotná úprava pro získání nulových stavů je vyznačena zeleně. Je-li výstup příslušného integrátoru menší než konstanta  $c$ , porovnávací člen generuje log 1. Jsou-li všechny výstupy integrátorů (v jednotlivých fázích) menší než  $c$ , hradlo AND se přepne z log. 0 do log. 1. Zároveň se hradla OR ve všech fázích přepne do log. 1 a na výstupu střídače je nulové napětí. Vliv této úpravy je zobrazen na obrázku 5.7.

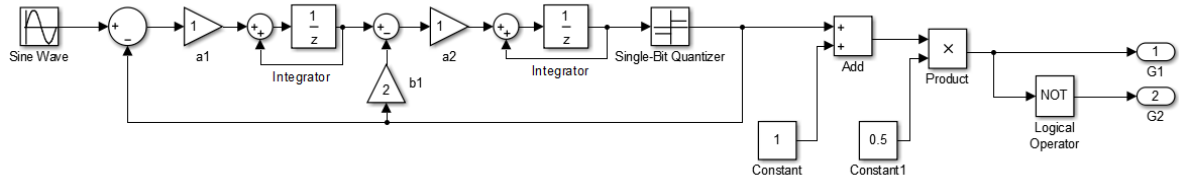


Obr. 5.7 Časové průběhy proudu a napětí na RL zátěži,  $f_v = 10\text{kHz}$ ,  $m = 0,7$  s úpravou pro potlačení napěťových špiček

Oproti obr. 5.5 mají napětí příznivější průběh. Konstanta  $c$  je určena na základě simulací a mění se změnou modulačního indexu a vzorkovací frekvence. V tomto případě  $c = 4,7\text{e-}5$ .

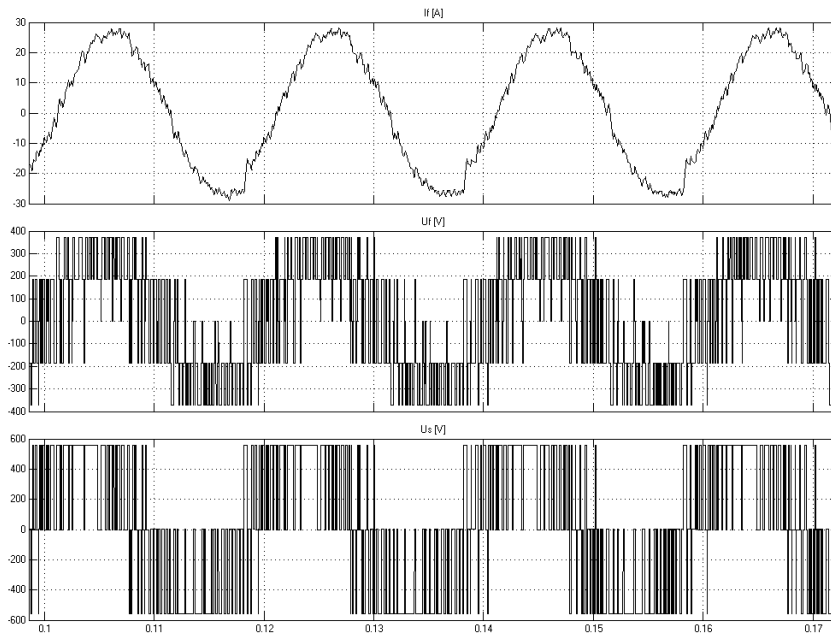
### 5.3 Napěťový střídač se $\Sigma\Delta$ modulátorem 2. řádu

Jelikož je  $\Sigma\Delta$  modulátor 2. řádu prakticky modulátor 1. řádu doplněný o integrátor a rozdílový člen, nastává zde stejný problém jako v případě předešlém s absencí nulových stavů střídače. Pro simulaci byla zvolena alternativní struktura Boser-Wooley.



Obr. 5.8 Model jedné fáze Boser-Wooley modulátoru

Dostat zcela symetrické pulzy na výstupu tohoto modulátoru je obtížné a navíc zde úprava pro potlačení napěťových špiček nefunguje zcela správně. Časové průběhy napětí a proudu na zátěži jsou zobrazeny na následujícím obrázku.



Obr. 5.9 Časové průběhy proudu a napětí na RL zátěži,  $f_{vz} = 10\text{kHz}$ ,  $m = 1$

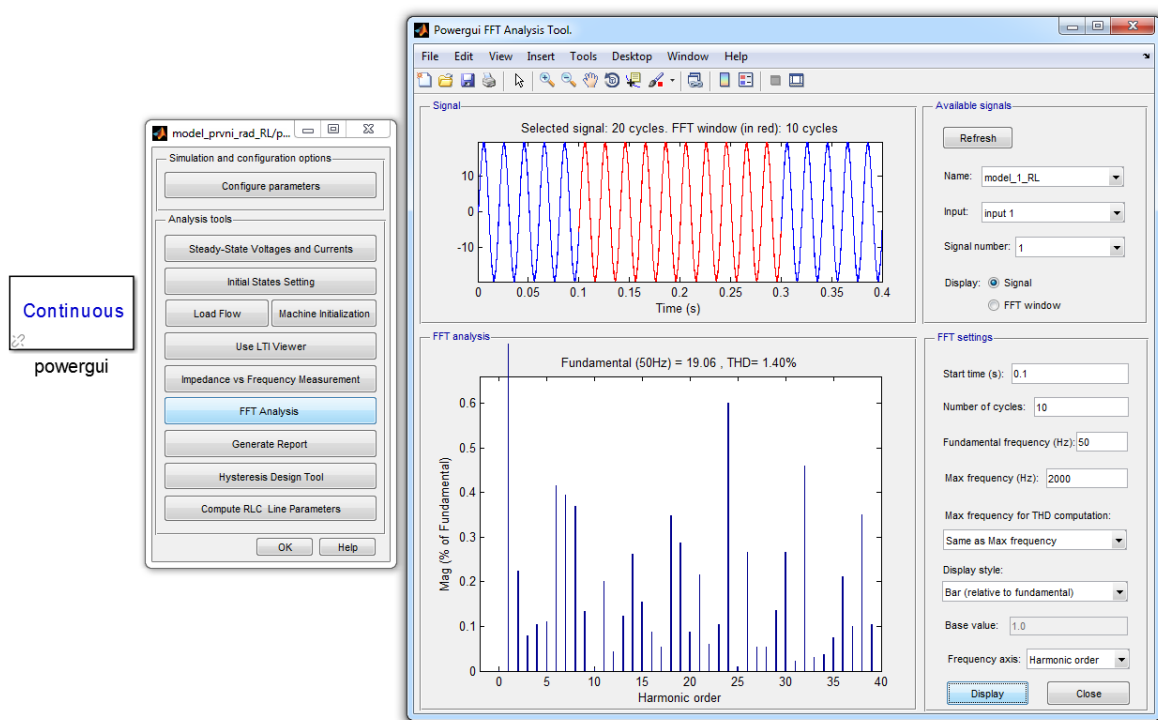
Z obrázku je patrné, že model nefunguje zcela správně.

### 5.4 Určení celkového harmonického zkreslení

Celkové harmonické zkreslení (THD) slouží k posouzení obsahu harmonických v celkovém spektru harmonických vyšetřované veličiny. Vypočte se jako poměr efektivní hodnoty obsahu harmonických dané veličiny do  $n$ -tého řádu (doporučená norma je 40) harmonické k efektivní hodnotě základní harmonické.

$$THD[\%] = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} Y_n^2}}{Y_{(1)}} \cdot 100 \quad (5.1)$$

V prostředí Matlab/Simulink lze THD určit pomocí nástroje FFT Analysis v bloku powergui. Nastavení FFT analýzy je na obrázku 5.10. THD je určeno z 10 cyklů (period) fázového napětí a proudu zátěže pro prvních 40 harmonických. Tomu odpovídá frekvence 2000Hz (okno max frequency).



Obr. 5.10 Určování THD

THD bylo určeno pro  $\Sigma\Delta$  modulátor 1. a 2. řádu společně s komparační PWM, která slouží k porovnání metod. U modulátoru 2. řádu lze očekávat horší výsledky vzhledem k jeho ne zcela správné funkci. Výsledky jsou shrnuty do tabulek 1, 2 a 3, ze kterých jsou následně vytvořeny grafy.

Tab. 1 THD fázového napětí a proudu zátěže v závislosti na  $f_{vz}$  a  $m$  pro SDM 1. řádu

	m = 1.2		m = 1		m = 0.8		m = 0.6		m = 0.4	
$f_{vz}$ [Hz]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]
5000	8,03	43,13	6,71	44,14	11,93	64,65	10,94	76,48	21,3	98,6
10000	4,54	15,29	3,27	22,16	4,04	31,47	4,97	32,3	6,43	35,95
20000	4,43	10,59	1,42	11,62	1,76	11,48	2,15	16,38	2,82	15,03
50000	4,43	9,74	0,45	3,53	0,58	3,39	0,73	5,24	0,79	5,96
100000	4,39	9,56	0,15	1,17	0,19	1,06	0,27	1,55	0,4	2,87

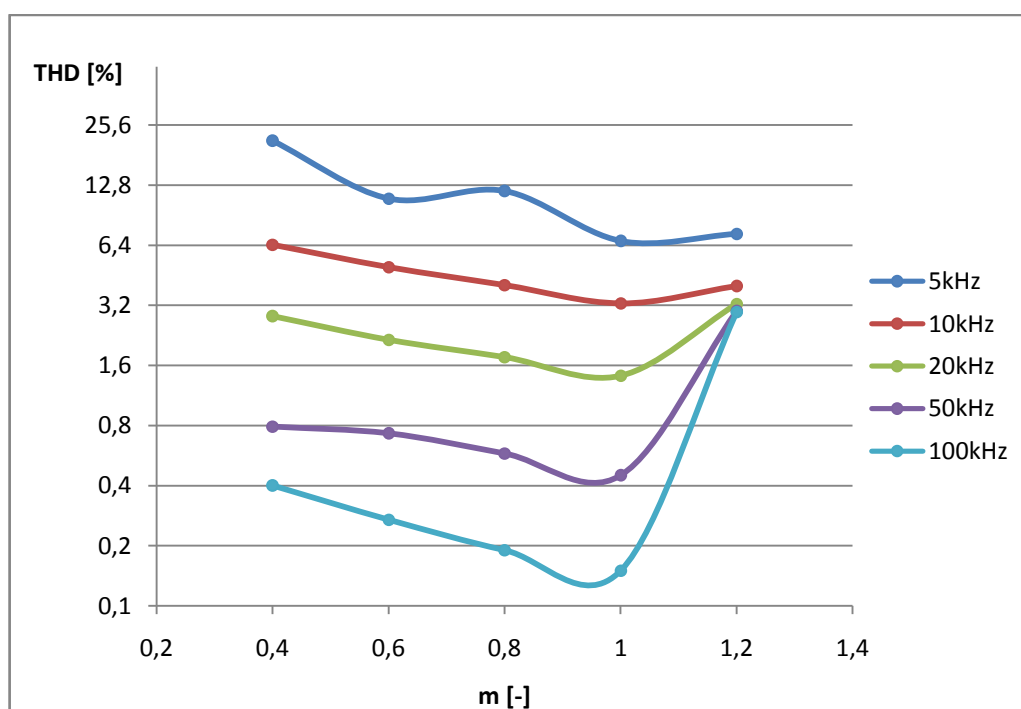


Tab. 2 THD fázového napětí a proudu zátěže v závislosti na  $f_{vz}$  a  $m$  pro SDM 2. řádu

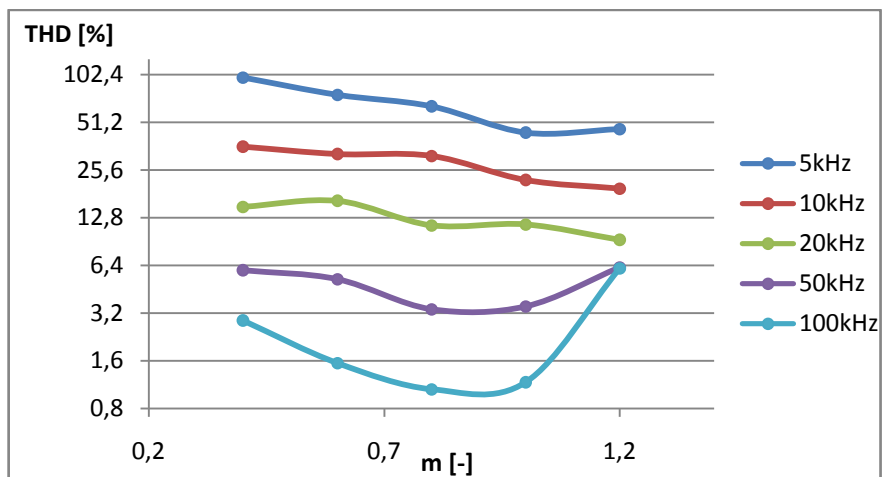
	m = 1.2		m = 1		m = 0.8		m = 0.6		m = 0.4	
$f_{vz}$ [Hz]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]
5000	-	-	11,01	58,56	15,68	85,41	21,1	120	-	-
10000	-	-	6,62	39,48	6,88	55,32	8,1	67,4	9,6	94
20000	-	-	2,72	17,73	1,93	16,37	1,87	18,91	1,98	18,72
50000	-	-	1,14	6,17	0,73	2,68	0,92	2,86	1,44	4,23
100000	-	-	0,2	1,28	0,64	0,57	0,83	0,63	1,19	1,64

Tab. 3 THD fázového napětí a proudu zátěže v závislosti na  $f_s$  a  $m$  pro komparační PWM

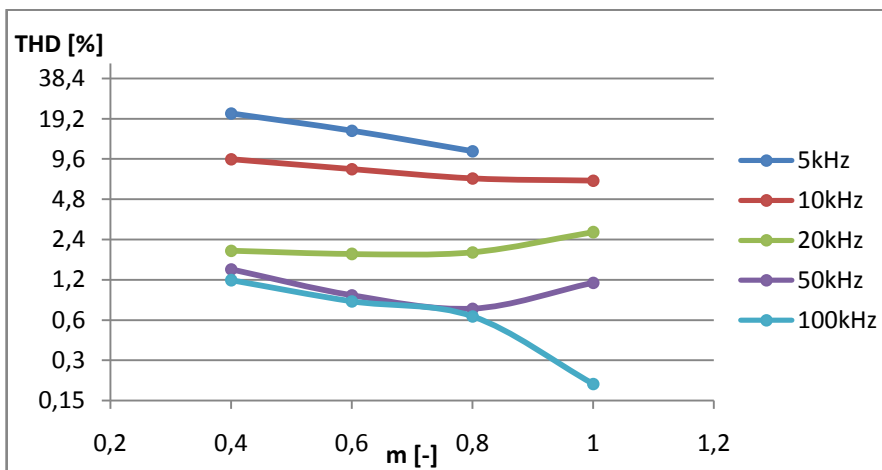
	m = 1.2		m = 1		m = 0.8		m = 0.6		m = 0.4	
$f_s$ [Hz]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]	$I_f$ [%]	$U_f$ [%]
1000	7,69	47,28	7,66	49,2	7,31	56,34	7,35	69,99	7,8	85,94
2000	3,33	31,39	2,79	31,9	2,41	28,13	1,91	22,68	1,32	19,03
3000	1,9	5,51	0,39	3,4	0,45	5,43	0,49	6,74	0,56	9,69
5000	1,9	4,82	0,03	2,61	0,02	3,68	0,01	5	0,01	8,2
10000	1,9	4,26	0,001	1,84	0,001	1,64	0,001	2,21	0,01	7,91



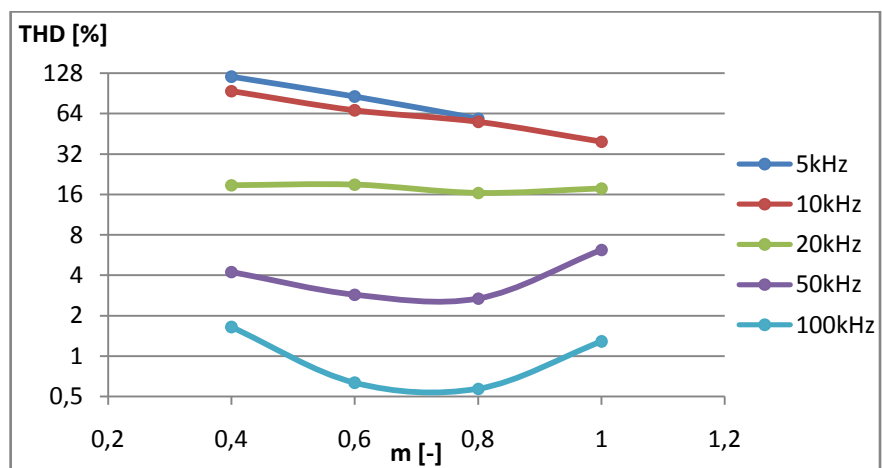
Graf 1 Závislost THD fázového proudu na  $f_{vz}$  a modulačním indexu pro SDM 1. řádu



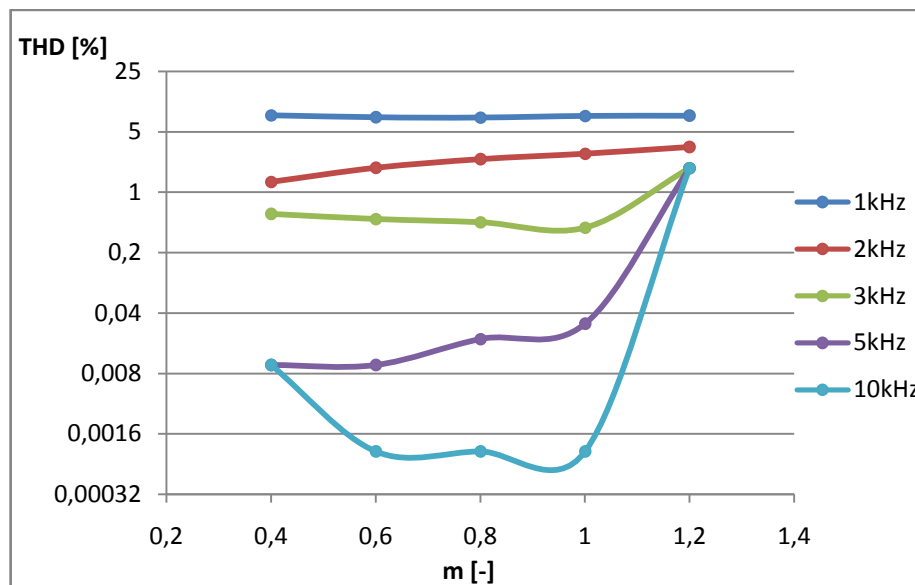
Graf 2 Závislost THD fázového napětí na  $f_{vz}$  a modulačním indexu pro SDM 1. řádu



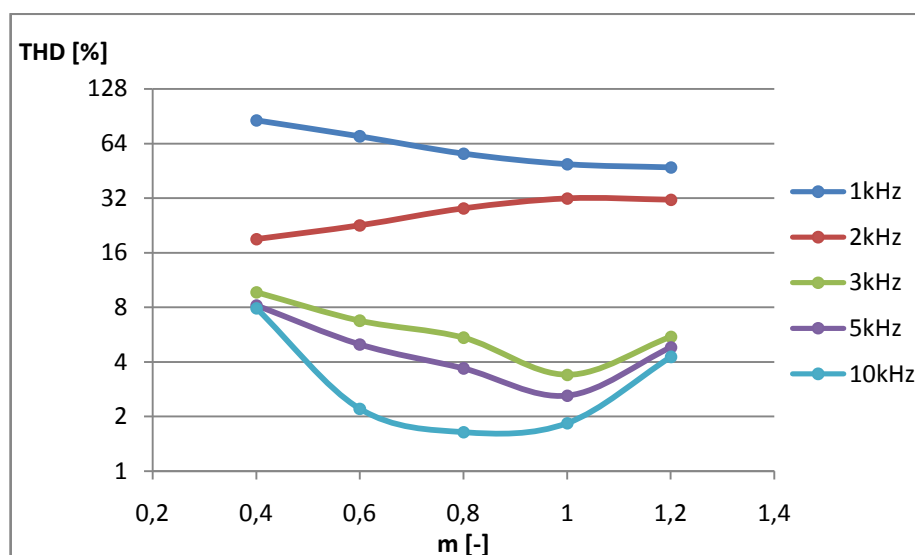
Graf 3 Závislost THD fázového proudu na  $f_{vz}$  a modulačním indexu pro SDM 2. řádu



Graf 4 Závislost THD fázového napětí na  $f_{vz}$  a modulačním indexu pro SDM 2. řádu



Graf 5 Závislost THD fázového proudu na  $f_s$  a modulačním indexu pro PWM



Graf 6 Závislost THD fázového napětí na  $f_s$  a modulačním indexu pro PWM

S rostoucím modulačním indexem se THD zmenšuje až do oblasti přemodulování ( $m > 1$ ), kde začíná postupně růst. Sigma-delta modulátor 2. řádu nebyl v oblasti přemodulování schopen funkce a při nízkých vzorkovacích kmitočtech vykazoval vysoké hodnoty THD napětí (dle očekávání). Při  $f_{vz} = f_s$  jsou hodnoty THD  $\Sigma\Delta$  modulace větší, než u klasické komparační PWM.

## 5.5 Určení ztrátového výkonu a účinnosti měniče

Jelikož se zjednodušenými modely tranzistorů z knihovny SimPowerSystems nelze ztráty vypočítat, jsou ztráty určeny analyticky z průběhů proudů a napětí na spínačích střídače (viz obr. 5.12 nebo 5.13) pro  $\Sigma\Delta$  modulátor 1. řádu v porovnání s komparační PWM. Tento způsob je časově a výpočetně velmi náročný. Ztráty jsou proto určeny na odporové zátěži  $R = 10\Omega$  pro relativně nízké vzorkovací a spínací frekvence a modulační index  $m = 1$ . Výpočet je proveden pro konkrétní spínač SKM75GB12T4, jehož datasheet je uveden v příloze. Celkové ztráty se spočtou dle následujícího vztahu:

$$P_{tot} [W] = 6 \cdot (E_{SW} + E_{COND}) \cdot f_{out} \quad (5.2)$$

kde je:

$E_{SW}$ ..... ztrátová energie při spínání jednoho tranzistoru

$E_{COND}$ ..... ztrátová energie vedením jednoho tranzistoru

$f_{out}$ ..... výstupní frekvence střídače

Součet ztrátových energií je vynásoben počtem tranzistorů a výstupní frekvencí střídače. U odporové zátěže se zpětné diody neuplatní, tudíž nejsou ve výpočtu zahrnuty. Ztrátová energie spínáním a vedením se spočtou jako:

$$E_{COND} [J] = (U_{CE0} \cdot I_c + r_{CE} \cdot I_c^2) \cdot t_{COND} \quad (5.3)$$

$$E_{SW} [J] = (t_{on} + t_{off}) \cdot N_{sw} \cdot \frac{U_{CE}}{2} \cdot \frac{I_c}{2} \quad (5.4)$$

kde:

$$t_{on} = t_{d(ON)} + t_r \quad (5.5)$$

$$t_{off} = t_{d(OFF)} + t_f \quad (5.6)$$

Pro výpočet je tedy nutné znát velikost napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru  $U_{CE}$ , velikost proudu tekoucí sepnutým spínačem  $I_c$ , dobu trvání tohoto děje  $t_{COND}$  a počet sepnutí spínače za jednu periodu  $N_{sw}$ . Tyto hodnoty jsou určeny z nasimulovaných průběhů. Veličiny  $t_{on}$  a  $t_{off}$  (doba zapnutí a vypnutí tranzistoru),  $r_{CE}$  (odpor v sepnutém stavu) a  $U_{CE0}$  (úbytek napětí v sepnutém stavu) jsou získány z katalogu. Výkon na trojfázové odporové zátěži je dán jako:

$$P[W] = \sqrt{3} \cdot U_{ZSRMS} \cdot I_{ZSRMS} \quad (5.7)$$

kde je:

$U_{ZSRMS}$ ..... efektivní hodnota sdruženého napětí

$I_{ZSRMS}$ ..... efektivní hodnota fázového proudu

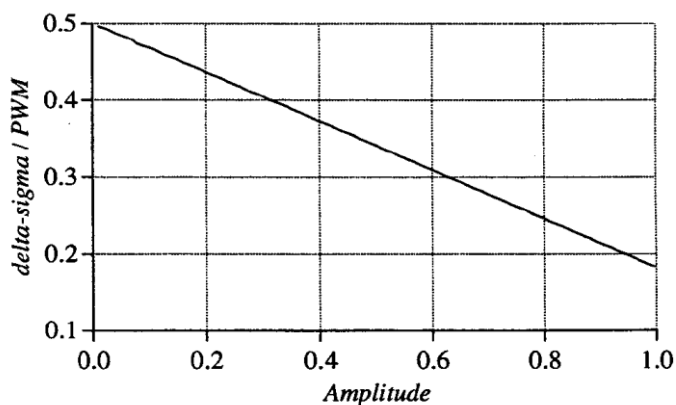
Výkon odečtený z nasimulovaných hodnot je  $P = 17285W$ .

Celková účinnost měniče se vypočítá jako:

$$\eta [\%] = \frac{P}{P + P_{tot}} \cdot 100 = \frac{17285}{17285 + P_{tot}} \cdot 100 \quad (5.8)$$

### 5.5.1 Teoretický předpoklad

Porovnáním počtu sepnutí za jednu periodu sigma-delta modulátoru a PWM modulátoru za podmínky  $f_{vz} = f_s$  vzniká charakteristika na obr. 5.11. Na ose x je amplituda vstupního referenčního sinusového signálu a na ose y je poměr sepnutí sigma-delta a PWM modulátoru.

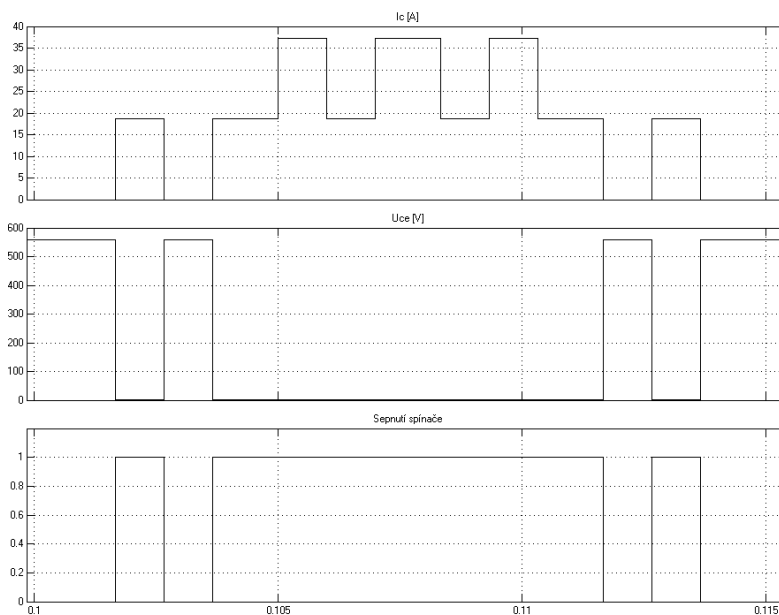


Obr. 5.11 Poměr počtu sepnutí SDM a PWM v závislosti na amplitudě vstupního referenčního signálu [12]

Z této charakteristiky vyplývá, že při  $f_{vz} = f_s$  by měly být spínací a tedy i celkové ztráty měniče s SDM nižší než s PWM modulací.

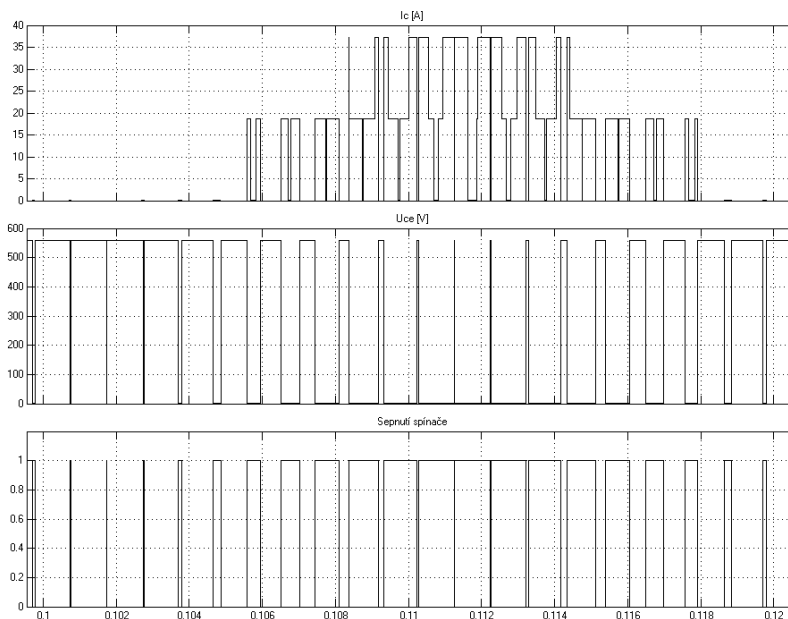
### 5.5.2 Vypočtené výsledky

Na obr. 5.12 je ukázka jedné periody průběhu proudu a napětí na spínači na odporové zátěži  $R = 10\Omega$ , modulace sigma-delta 1. řádu.



Obr. 5.12 Napětí a proud na spínači,  $f_{vz} = 1000\text{Hz}$ ,  $m = 1$ , modulace sigma-delta 1. řádu

Na následujícím obrázku je pro porovnání průběh proudu a napětí na spínači komparační PWM modulační.



Obr. 5.13 Napětí a proud na spínači,  $f_{vz} = 1000\text{Hz}$ ,  $m = 1$ , šířkově-pulzní modulační

Na obrázcích 5.12 a 5.13 je vidět, že počet sepnutí spínačů modulační sigma-delta je mnohem menší než u klasické PWM. Tabulka 4 a 5 shrnuje vypočtené výsledky ztrát střídače pro  $\Sigma\Delta$  a PWM modulační.

Tab. 4 Vypočtené hodnoty ztrát pro  $\Sigma\Delta$  modulační

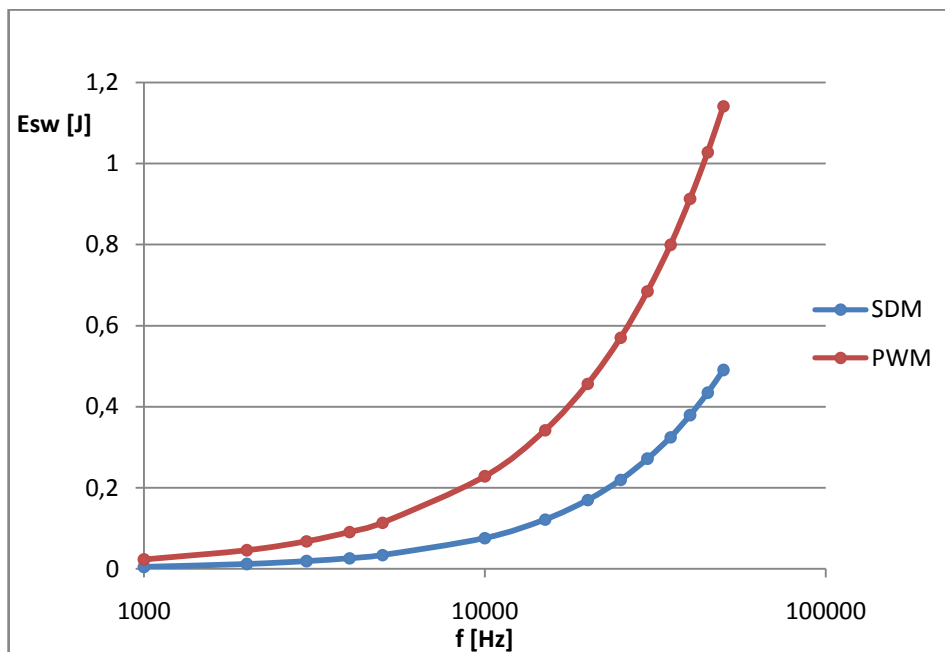
	SDM			
$f_{vz}$ [Hz]	$E_{SW}$ [J]	$E_{COND}$ [J]	$P_{tot}$ [W]	$\eta$ [%]
1000	0,0056	0,313	93,7	99,46
2000	0,01047	0,299	95,2	99,45
3000	0,01986	0,311	98	99,43
4000	0,02798	0,310	100,4	99,42
5000	0,03342	0,301	102,1	99,41

Teoreticky jsou ztráty vedením konstantní, nezávislé na velikosti vzorkovací frekvence. Vypočtené hodnoty  $E_{COND}$  se mírně liší. Je to způsobeno chybou při odečítání z nasimulovaných průběhů. Pro výpočet celkového ztrátového výkonu byl uvažován aritmetický průměr těchto hodnot, a tedy  $E_{COND} = 0,3068$ .

Tab. 5 Vypočtené hodnoty ztrát pro PWM modulační

	PWM			
$f_s$ [Hz]	$E_{SW}$ [J]	$E_{COND}$ [J]	$P_{tot}$ [W]	$\eta$ [%]
1000	0,02284	0,251	82,2	99,52
2000	0,04568	0,251	89	99,48

Výpočet ztrát u PWM modulace pro  $f_s > 2000\text{Hz}$  je časově velmi náročný a proto byl proveden pouze pro 1kHz a 2kHz. Z těchto dvou hodnot lze usoudit lineární nárůst  $E_{SW}$ . V případě SDM jsou hodnoty  $E_{SW}$  vloženy do grafu a proloženy spojnici trendu s mocninnou regresí a následně podle rovnice regrese dopočítány předpokládané hodnoty  $E_{SW}$  až do 50 kHz.

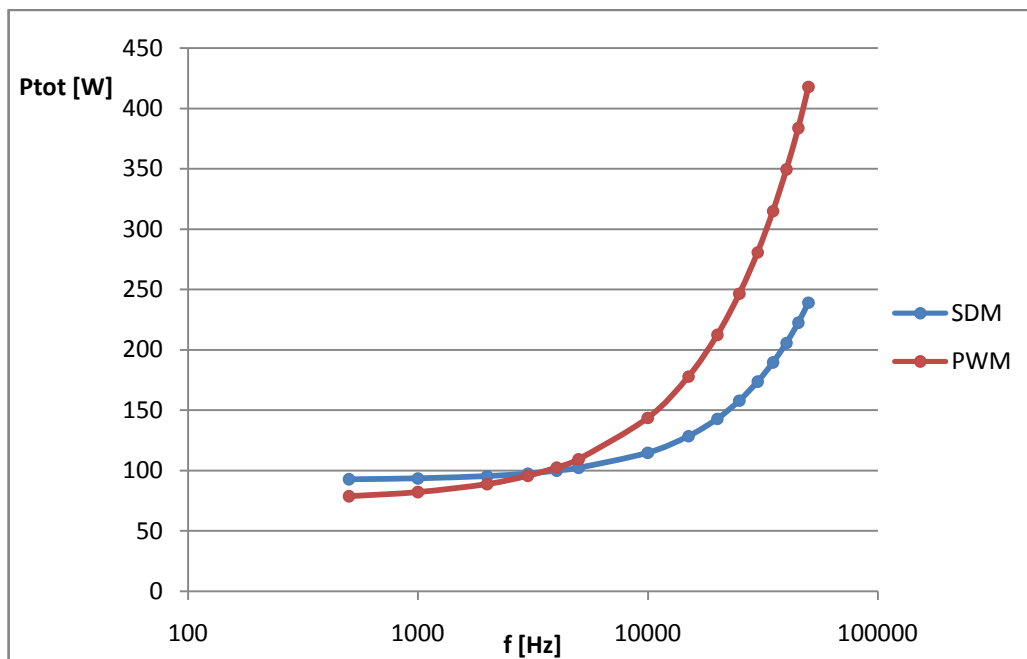


Graf 7 Porovnání předpokládaných velikostí  $E_{SW}$  u SDM a PWM

Tabulka 6 shrnuje předpokládaný ztrátový výkon měniče s SDM a PWM do kmitočtu 50kHz.

Tab. 6 Porovnání celkových ztrát měniče s SDM a PWM modulací,  $f_{vz} = f_s$

	SDM		PWM	
f [Hz]	P <sub>tot</sub> [W]	η [%]	P <sub>tot</sub> [W]	η [%]
1000	93,7	99,46	82,2	99,52
2000	95,2	99,45	89	99,48
3000	98	99,43	95,9	99,44
4000	100,4	99,42	102,7	99,4
5000	102,1	99,41	109,6	99,37
10000	114,9	99,33	143,8	99,17
15000	128,6	99,26	178	98,98
20000	143,1	99,17	212,3	98,78
25000	158,1	99,09	246,6	98,59
30000	173,6	99	280,9	98,4
35000	189,5	98,91	315,1	98,2
40000	205,8	98,82	349,4	98,01
45000	222,4	98,72	383,6	97,82
50000	239,3	98,63	418	97,63



*Graf 8 Porovnání celkového ztrátového výkonu střídače s SDM a PWM modulací*

Z vypočtených hodnot v tab. 4, 5 a 6 vyplývá, že sigma-delta modulace má oproti PWM větší ztráty vedením, ale za to menší ztráty spínací. Lze říci, že je SDM vhodnější pro vyšší vzorkovací kmitočty z hlediska ztrátového výkonu, ale taky z důvodu příznivějších hodnot THD. Vypočtené účinnosti měniče v tab. 6 se mohou zdát relativně vysoké. Způsob určení ztrátového výkonu se spoustou zjednodušujících předpokladů sloužil pouze pro demonstraci vlastností jednotlivých metod řízení napěťového střídače. V reálné aplikaci bude celková účinnost měniče menší. Příklad výpočtu ztrátového výkonu je uveden v příloze.



## 6 Závěr

V úvodních kapitolách byly popsány vlastnosti vybraných metod řízení napěťových střídačů. V samostatné kapitole byl podrobně popsán princip a vlastnosti sigma-delta modulace. Na základě teorie byl sestaven simulační model s napěťovým střídačem využívající principu sigma-delta modulace prvního a druhého řádu. Tyto metody jsou srovnány dle celkového harmonického zkreslení výstupních veličin střídače (viz tabulky 1,2,3 a grafy 1 až 6) a celkových ztrát měniče (viz tabulka 6 a graf 8) s klasickou komparační šířkově-pulzní modulací.

Hlavním problémem při simulaci modulátoru prvního a druhého řádu byly vznikající napěťové špičky, kterými střídač kompenzoval absenci nulových stavů. V případě modulátoru prvního řádu se podařilo tyto špičky do jisté míry potlačit, ačkoli provedená úprava nefungovala u modulátoru druhého řádu zcela správně. Bylo zjištěno, že při  $f_{vz} = f_s$  má střídač se sigma-delta modulací podstatně vyšší celkové harmonické zkreslení výstupního napětí a proudu a o cca 22 % vyšší ztráty vedením než s klasickou komparační PWM. Na druhé straně má střídač se sigma-delta modulací nižší ztráty spínací. Tato výhoda se projevuje na vysokých vzorkovacích kmitočtech. V případě  $f_{vz} = f_s = 50\text{kHz}$  byly celkové ztráty měniče se sigma-delta modulací nižší o 42,8 %. Lze tedy říci, že je sigma-delta modulace vhodná pro vysoké vzorkovací kmitočty, kde se už výrazně uplatňují celkově nižší spínací ztráty v porovnání s klasickou komparační PWM.

Oproti komparační PWM je realizace sigma-delta modulace složitější. Pro provoz na vysokých vzorkovacích kmitočtech je zapotřebí řídicí systém s výkonným procesorem, což ale v dnešní době rychlých signálových procesorů není problém. Ve spojitosti s řízením výkonových měničů je sigma-delta modulace relativně nové téma, které stále prochází vývojem. V poslední době se výzkum zabývá vývojem vektorové sigma-delta modulace, která podobně jako u PWM zlepšuje vlastnosti metody jako takové. Konkrétně řeší problém s nulovými stavy střídače. Sigma-delta modulace má potenciál v následujících letech nahradit PWM modulaci.

## Použitá literatura a zdroje

- [1] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika: Měniče s vlastní komutací a bez komutace*. Svazek III. Plzeň: Vydavatelství Západočeské univerzity, 1998. 267 s. ISBN 80-7082-485-9.
- [2] BRANDŠTETTER, Pavel. *Elektrické regulované pohony 3: Učební texty pro kombinované a distanční studium*. Ostrava: VŠB-TU, 2010.
- [3] ŠIŠKA, Martin. *Impulzové modulace*. Brno, 2013. 102 s. Diplomová práce na fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií Vysokého učení technického. Ústav telekomunikací. Vedoucí diplomové práce Radim Číž.
- [4] MACHÁČEK, Zdeněk a Pavel NEVRIVA. *Modulované signály: Učební text*. 1 vyd. Ostrava: VŠB-TU, 2012. 267 s. ISBN 978-80-248-2600-4.
- [5] SCHREIER, Richard a Gabor C. TEMES. *Understanding Delta-Sigma Data Converters*. Hoboken: Wiley, 2005. 446 s. ISBN 0-471-46585-2.
- [6] LOLOEE, Arash. Understanding Delta-Sigma Modulators. *ElectronicDesign*. [online]. Jul 15, 2013 [cit. 28.4.2017]. Dostupné z: <http://www.electronicdesign.com/analog/understanding-delta-sigma-modulators>
- [7] BAKER, Bonnie. How the SNRs of delta-sigma converters differ. *EDN*. [online]. Aug 02, 2007 [cit. 28.4.2017]. Dostupné z: <http://www.edn.com/electronics-blogs/bakers-best/4317368/How-the-SNRs-of-delta-sigma-converters-differ>
- [8] LAAJIMI, Radwene a Nizar KHITOUNI. First order sigma-delta modulator with low-power consumption implemented in AMS 0.35 $\mu$ m CMOS technology. *IJRET*. [online]. Apr. 2013, vol. 02, iss. 04. [cit. 28.4.2017]. Dostupné z: <http://esatjournals.net/ijret/2013v02/i04/IJRET20130204053.pdf>
- [9] KLEDROWETZ, Vilém. *Nová struktura modulátoru delta-sigma nízkého řádu s vysokým rozlišením*. Brno, 2014. Zkrácená verze dizertační práce na fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií Vysokého učení technického. Ústav mikroelektroniky. Školitel Jiří Háze.
- [10] JARMAN, David. A Brief Introduction to Sigma Delta Conversion. *Intersil*. [online]. May.1995 [cit. 28.4.2017]. Dostupné z: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/an95/an9504.pdf>
- [11] PERELMUTER, M. Viktor. *Electrotechnical systems: Simulation with Simulink and SimPowerSystems*. Boca Raton: CRC Press, 2013. 437s. ISBN 978-1-4665-1403-4.
- [12] HIROTA, A., NAGAI, S., NAKAOKA, M. Performance Evaluations of Delta-Sigma Modulated Voltage Source Inverter. In *Power Electronics and Drive Systems: proceedings of the IEEE International Conference, PEDS'99, July, 1999, Hong Kong*. s. 951-955. vol. 2. ISBN 0-7803-5769-8.

## Seznam příloh

Příloha A: Datasheet tranzistoru SKM75GB12T4 použitého pro výpočet ztrátového výkonu

Příloha B: Příklad výpočtu ztrátového výkonu měniče se sigma-delta modulátorem 1. řádu,

$$f_{\text{vz}} = 1\text{kHz}$$

## Příloha A:

### SKM75GB12T4



**SEMITRANS® 2**

#### Fast IGBT4 Modules

#### SKM75GB12T4

##### Features

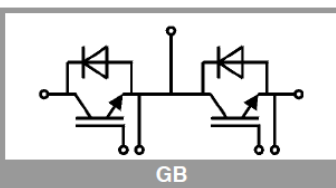
- IGBT4 = 4. generation fast trench IGBT (Infineon)
- CAL4 = Soft switching 4. generation CAL-diode
- Isolated copper baseplate using DBC technology (Direct Bonded Copper)
- Increased power cycling capability
- With integrated gate resistor
- For higher switching frequencies up to 20kHz
- UL recognized, file no. E63532

##### Typical Applications\*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders at fsw up to 20 kHz

##### Remarks

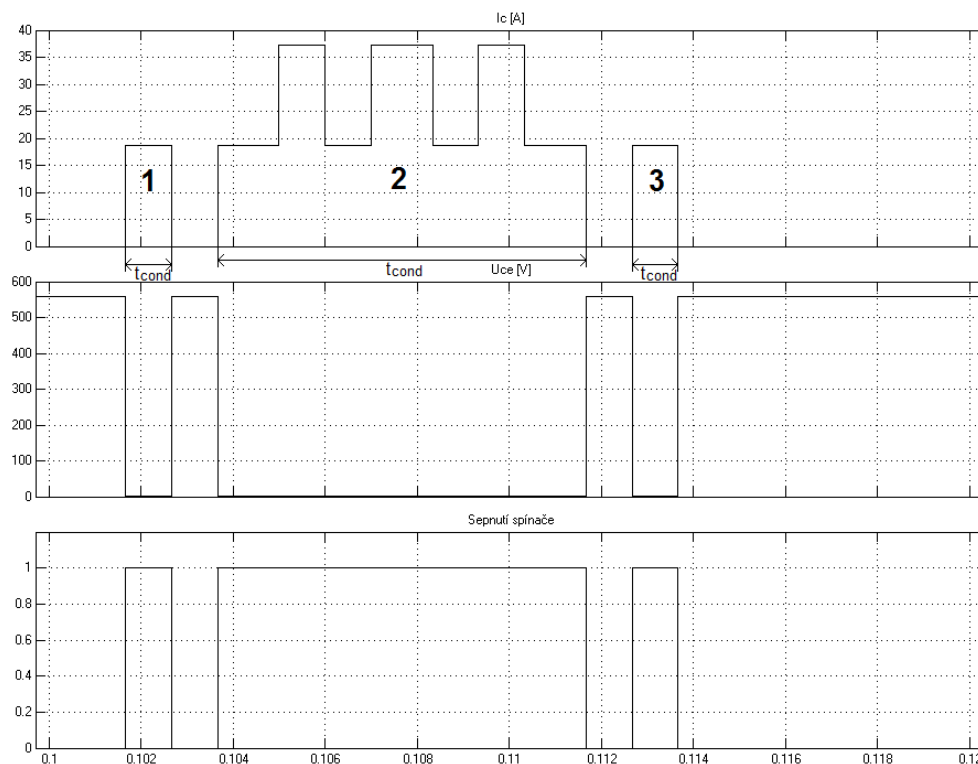
- Case temperature limited to  $T_c = 125^\circ\text{C}$  max.
- Recommended  $T_{op} = -40 \dots +150^\circ\text{C}$
- Product reliability results valid for  $T_j = 150^\circ\text{C}$



Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions		Values	Unit
IGBT				
V <sub>CES</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C		1200	V
I <sub>C</sub>	T <sub>J</sub> = 175 °C	T <sub>c</sub> = 25 °C	115	A
		T <sub>c</sub> = 80 °C	88	A
I <sub>Cnom</sub>			75	A
I <sub>CRM</sub>	I <sub>CRM</sub> = 3xI <sub>Cnom</sub>		225	A
V <sub>GES</sub>			-20 ... 20	V
t <sub>psc</sub>	V <sub>CC</sub> = 800 V V <sub>GE</sub> ≤ 15 V V <sub>CES</sub> ≤ 1200 V	T <sub>J</sub> = 150 °C	10	μs
T <sub>J</sub>			-40 ... 175	°C
Inverse diode				
I <sub>F</sub>	T <sub>J</sub> = 175 °C	T <sub>c</sub> = 25 °C	97	A
		T <sub>c</sub> = 80 °C	73	A
I <sub>Fnom</sub>			75	A
I <sub>FRM</sub>	I <sub>FRM</sub> = 3xI <sub>Fnom</sub>		225	A
I <sub>FSM</sub>	t <sub>p</sub> = 10 ms, sin 180°, T <sub>J</sub> = 25 °C		430	A
T <sub>J</sub>			-40 ... 175	°C
Module				
I <sub>t(RMS)</sub>	T <sub>terminal</sub> = 80 °C		200	A
T <sub>stg</sub>			-40 ... 125	°C
V <sub>isol</sub>	AC sinus 50 Hz, t = 1 min		4000	V

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
IGBT						
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 75\text{ A}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.85	2.10	V
	$V_{GE} = 15\text{ V}$ chiplevel	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		2.25	2.45	V
$V_{CE0}$	chiplevel	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.8	0.9	V
		$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.7	0.8	V
$r_{CE}$	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		14.00	16.00	mΩ
	chiplevel	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		20.67	22.00	mΩ
$V_{GE(th)}$	$V_{GE}=V_{CE}$ , $I_C = 3\text{ mA}$		5	5.8	6.5	V
$I_{CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1		mA
	$V_{CE} = 1200\text{ V}$	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$				mA
$C_{ies}$	$V_{CE} = 25\text{ V}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$		4.4		nF
$C_{oes}$		$f = 1\text{ MHz}$		0.29		nF
$C_{res}$		$f = 1\text{ MHz}$		0.235		nF
$Q_G$	$V_{GE} = -8\text{ V}...+15\text{ V}$			425		nC
$R_{Gint}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$			10.0		Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600\text{ V}$	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		150		ns
$t_r$	$I_C = 75\text{ A}$	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		39		ns
$E_{on}$	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		11		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{G\text{ on}} = 1\text{ }\Omega$	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		370		ns
$t_f$	$R_{G\text{ off}} = 1\text{ }\Omega$	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		66		ns
$E_{off}$	$di/dt_{on} = 1600\text{ A}/\mu\text{s}$ $di/dt_{off} = 950\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		6.9		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT				0.38	K/W

## Příloha B:



$$U_{CE0} = 0,9V$$

$$r_{CE} = 14 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$t_{on} = t_{d(ON)} + t_r = 150 \cdot 10^{-9} + 39 \cdot 10^{-9} = 189 \cdot 10^{-9} s$$

$$t_{off} = t_{d(OFF)} + t_f = 370 \cdot 10^{-9} + 66 \cdot 10^{-9} = 436 \cdot 10^{-9} s$$

$$t_{on} + t_{off} = 189 \cdot 10^{-9} + 436 \cdot 10^{-9} = 625 \cdot 10^{-9} s$$

Čas  $t_{COND}$  je určen z mřížky z průběhů podle počtu teček.

**Sekce 1:** proud  $I_C = 18,7A$

$$E_{COND} = (U_{CE0} \cdot I_c + r_{CE} \cdot I_c^2) \cdot t_{COND} = (0,9 \cdot 18,7 + 14 \cdot 10^{-3} \cdot 18,7^2) \cdot t_{COND} = 0,02188J$$

$$E_{SW} = (t_{on} + t_{off}) \cdot N_{sw} \cdot \frac{U_{CE}}{2} \cdot \frac{I_c}{2} = 625 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot \frac{560}{2} \cdot \frac{18,7}{2} = 0,00164J$$

**Sekce 2:** střední hodnota proudu  $I_C = 26,47A$

$$E_{COND} = (0,9 \cdot 26,47 + 14 \cdot 10^{-3} \cdot 26,47^2) \cdot t_{COND} = 0,27017J$$

$$E_{SW} = 625 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot \frac{560}{2} \cdot \frac{26,47}{2} = 0,00232J$$

**Sekce 3:** proud  $I_C = 18,7A$

$$E_{COND} = (0,9 \cdot 18,7 + 14 \cdot 10^{-3} \cdot 18,7^2) \cdot t_{COND} = 0,02173J$$

$$E_{SW} = 625 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot \frac{560}{2} \cdot \frac{18,7}{2} = 0,00164J$$

**Součet:**

$$E_{COND} = 0,02188 + 0,27017 + 0,02173 = 0,313J$$

$$E_{SW} = 0,00164 + 0,00232 + 0,00164 = 0,0056J$$

$$P_{tot} = 6 \cdot (E_{SW} + E_{COND}) \cdot f_{out} = 6 \cdot (0,0056 + 0,313) \cdot 50 = 95,58W$$

Výkon odečtený z nasimulovaných hodnot je  $P = 17285W$ .

$$\eta = \frac{P}{P + P_{tot}} \cdot 100 = \frac{17285}{17285 + 95,58} \cdot 100 = 99,45 \%$$